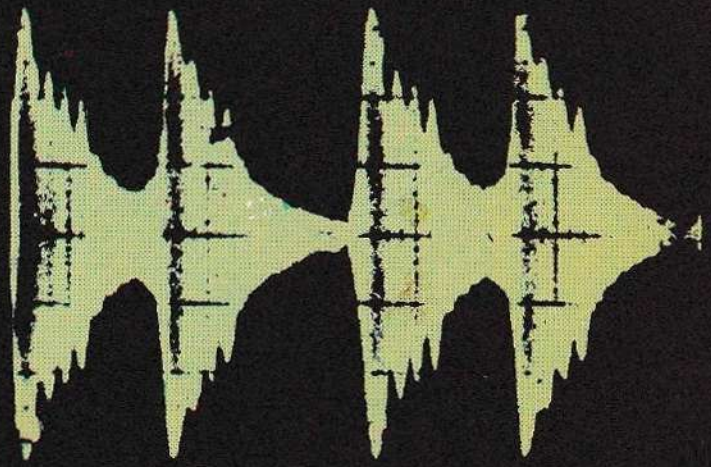
PRIX : 95,00 F T.T.C.

G. RICAUD F6CER

TECHNIQUE DE LA BLU

(deuxième édition)



EDITIONS SORACOM

Georges RICAUD
F6CER

TECHNIQUE DE LA BLU

Diffusion:

EDITIONS SORACOM

16 A, avenue Gros–Malhon, BP 5075, 35025 RENNES CEDEX

«La loi du 11 mars 1957 n'autorisant, aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part que «les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective» et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, «toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants cause, est illicite» (alinéa premier de l'article 40). Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code Pénal.»

AVANT PROPOS

Je tiens à remercier pour leur aide apportée à la rédaction de cet ouvrage: Monsieur Daniel RICHARD F1FHR, Monsieur Jean-Paul QUINTIN F6EVT, ainsi que la Société BERIC, 43 rue Victor Hugo, 92 Malakoff qui, en assurant la distribution de ces nombreux montages sous forme de kits, ainsi que leur mise au point finale, a bien voulu avoir confiance dans les capacités d'une grande majorité de radio-amateurs de mener à bien le montage de leurs appareils si complexes soient-ils et en autoriser la publication.

Monsieur LABOURIE, F6DEX, a également mené à bien la transformation des VFO pour la couverture de toutes les bandes décamétriques, ce qui représente un travail délicat et fastidieux; de plus, ses mesures sur les filtres de bande confirment point pour point les résultats obtenus au laboratoire BERIC, ce qui prouve, s'il en était besoin, la bonne reproductibilité de l'ensemble décrit.

On peut regretter que la partie «amplification de puissance» s'arrête à 10 watts alimentation. Deux raisons pour cela: la grande difficulté d'obtenir des résultats parfaits à l'aide de transistors abordables et..., 10 watts et une bonne antenne donnent de tels résultats que l'essai vaut bien que l'on s'y prête.

PREMIERE PARTIE

L'EMISSION

LA B.L.U.

La bande latérale unique est le mode de transmission le plus utilisé actuellement pour le trafic sur les bandes décamétriques et pour les liaisons à grande distance en VHF, UHF et SHF.

Ce mode de modulation est dérivé de la modulation d'amplitude et il convient de bien se rappeler les caractères essentiels d'une émission de ce type pour comprendre facilement le fonctionnement d'un émetteur B.L.U.

En modulation d'amplitude, nous avons la fréquence porteuse, qui supporte l'information sous la forme de deux bandes latérales, disposées symétriquement, et dont l'écartement maximum dépend de la fréquence de la modulation –figure 1–.

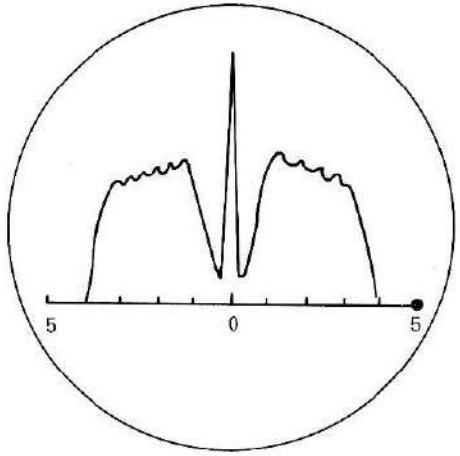


Figure 1

A l'autre bout du circuit, le récepteur capte cette fréquence porteuse et, dans sa détection, en extrait l'information. Or il s'avère que:

– La fréquence porteuse sert à véhiculer l'information mais ne contient aucun élément susceptible de la modifier;

– La modulation est transmise deux fois, sur chacune des bandes latérales.

Il est donc réaliste de penser que la porteuse et une des bandes latérales une fois éliminées, il restera dans la transmission l'autre bande latérale, qui contient intégralement l'information transmise. Ce système, appelé transmission à bande latérale unique sans porteuse, est donc une simplification de l'«**A**ntique **M**odulation» avec plus d'efficacité et un spectre transmis, donc un encombrement, plus réduit, comme le montre la figure 2.

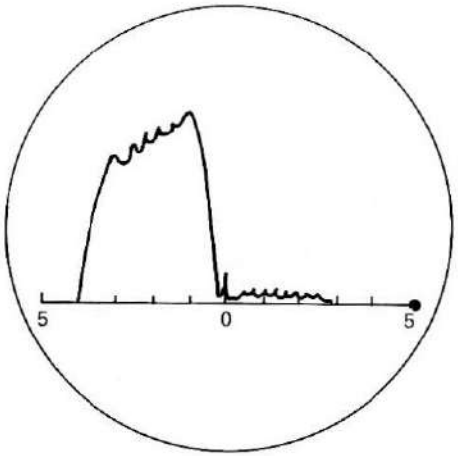


Figure 2

Du côté du récepteur, cela entraîne une petite complication car c'est lui qui va reconstituer la fréquence porteuse à l'aide de son BFO, et pouvoir ainsi démoduler correctement l'information transmise. Le plus gros problème reste la stabilité des oscillateurs car, si la porteuse éliminée à l'émission n'est pas nécessaire pour la transmission d'une information, elle est obligatoire pour sa démodulation et la fréquence reconstituée par le récepteur à l'aide de son BFO doit être absolument

stable si l'on veut éviter un détimbrage et des distorsions importantes.

Rassurez-vous cela ne pose aucun problème avec les appareils actuels.

En résumé: La modulation d'amplitude et la bande latérale unique sont, au départ, très similaires si l'on considère l'ensemble émetteur-récepteur: on a toujours bandes latérales plus fréquence porteuse.

En modulation d'amplitude, on transmet:

– La fréquence porteuse;

– Deux bandes latérales contenant l'information.

On reçoit:

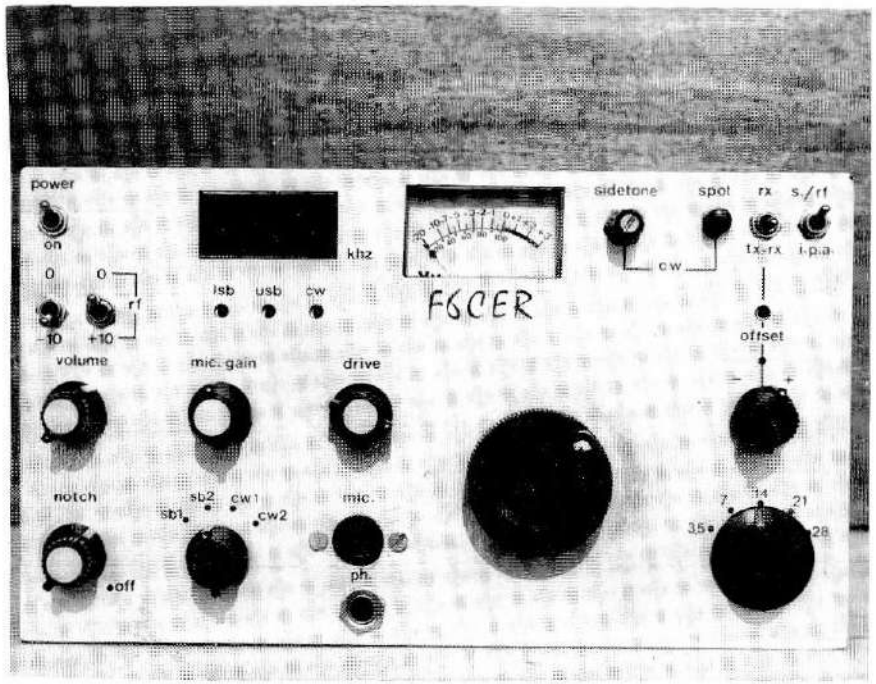
– L'ensemble qui est démodulé facilement.

En bande latérale unique, on transmet:

– Uniquement **une** bande latérale.

On reçoit:

– Une seule bande latérale, et le BFO reconstitue la porteuse afin de démoduler l'information.



L'EMETTEUR A BANDE LATERALE UNIQUE

Sa conception est un peu particulière, et l'on peut distinguer deux grandes familles selon le mode d'élimination de la bande latérale non désirée.

Système à filtre. Un filtre à quartz ou un filtre mécanique supprime la bande latérale que l'on ne transmet pas ou, plus exactement, sélectionne celle que l'on désire –figure 3–

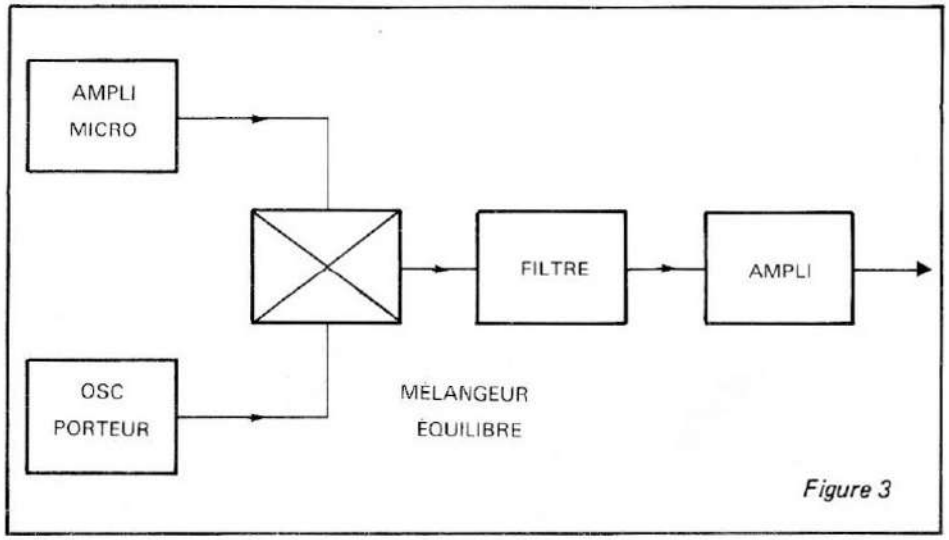


Figure 3

Système à phase. Ce système plus complexe et dont l'origine remonte à une époque où les filtres étaient difficilement disponibles.

. Procède à une annulation de la bande latérale non désirée par un système de mise en opposition de phase.

. Il est très rarement utilisé actuellement –figure 4–.

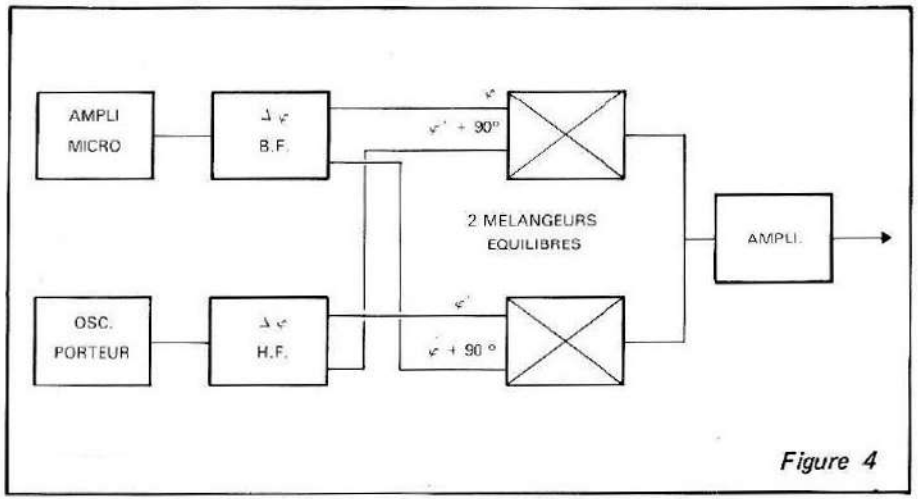


Figure 4

Dans les deux cas, le mélangeur équilibré, encore appelé modulateur équilibré, est l'élément commun. Son rôle est d'éliminer la fréquence porteuse et de ne laisser passer que les bandes latérales de modulation. C'est donc une partie très importante de l'émetteur. On peut le réaliser très simplement à l'aide de diodes, soit une paire de diodes au germanium –figure 5 et figure 6–, soit quatre diodes au germanium ou au silicium –figure 7–.

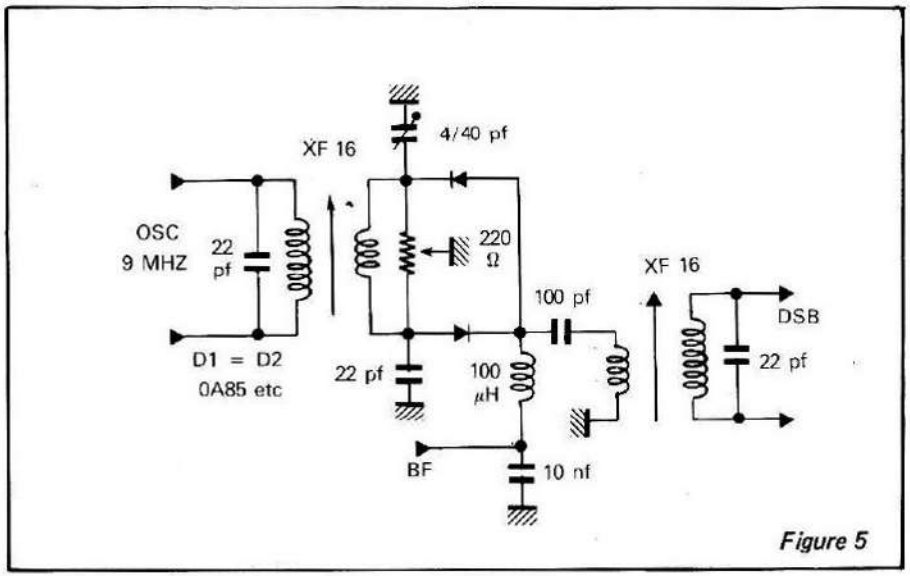


Figure 5

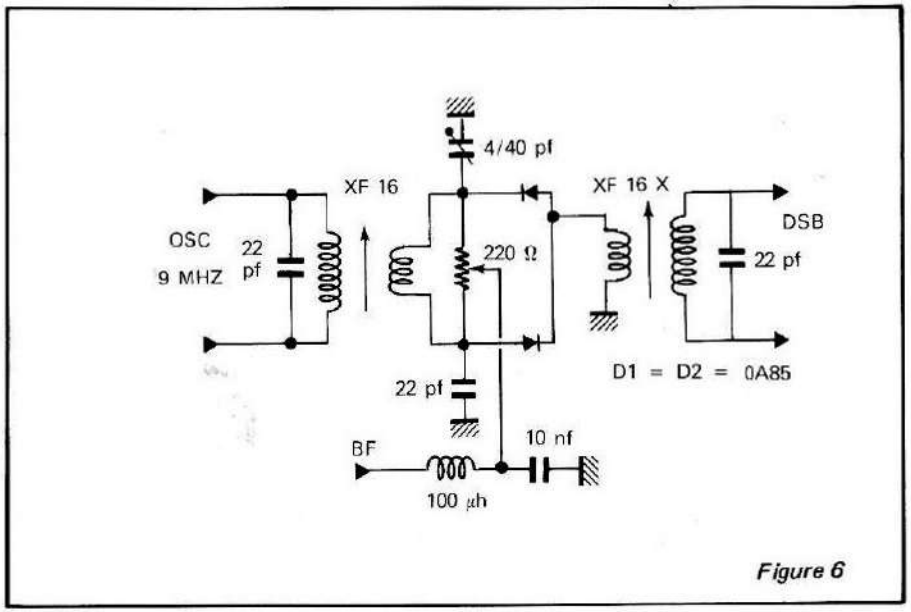


Figure 6

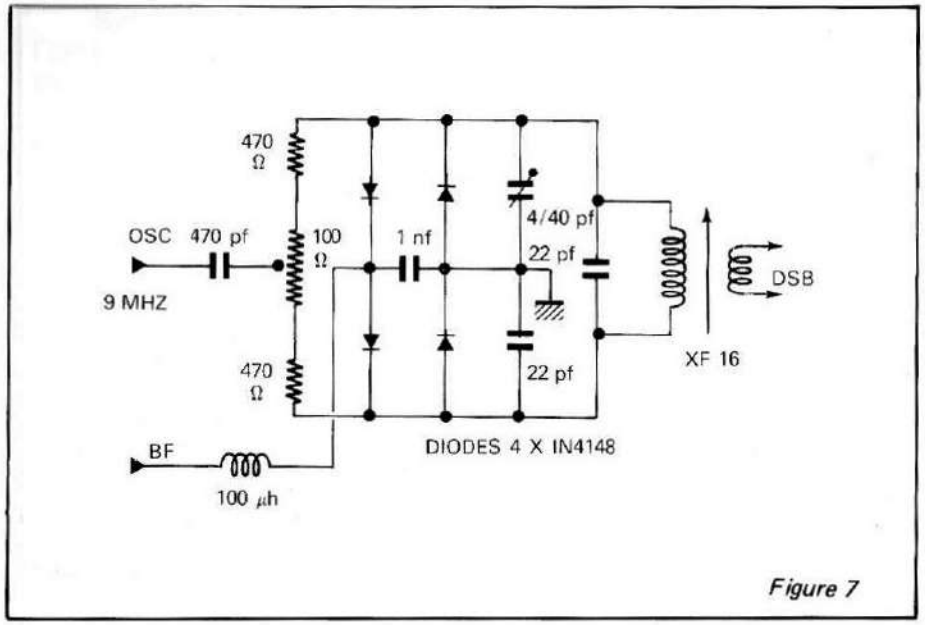


Figure 7

Les diodes au silicium offrent l'avantage d'une plus grande stabilité en température; la réjection de porteuse sera donc plus stable en fonction de l'échauffement interne de l'émetteur; par contre, elles nécessitent un niveau plus important d'oscillateur de porteuse que les diodes au germanium.

Il existe maintenant dans le commerce plusieurs sortes de modulateurs équilibrés tout faits en boîtier métallique; le plus connu semble être le MD108 qui offre, pour un prix assez modique, de très bonnes performances de réjection de porteuse et de dynamique, et ce pratiquement sans composants externes –figure 9–. Avec 10 milliwatts d'oscillateur 9 MHz et environ 100 millivolts de BF, on peut espérer 0,1 milliwatt de sortie avec une distorsion très faible. On peut également améliorer la réjection de porteuse en connectant un potentiomètre ajustable de 100 ohms entre les broches 7 et 3, la BF étant alors injectée sur le curseur du potentiomètre –figure 10–.

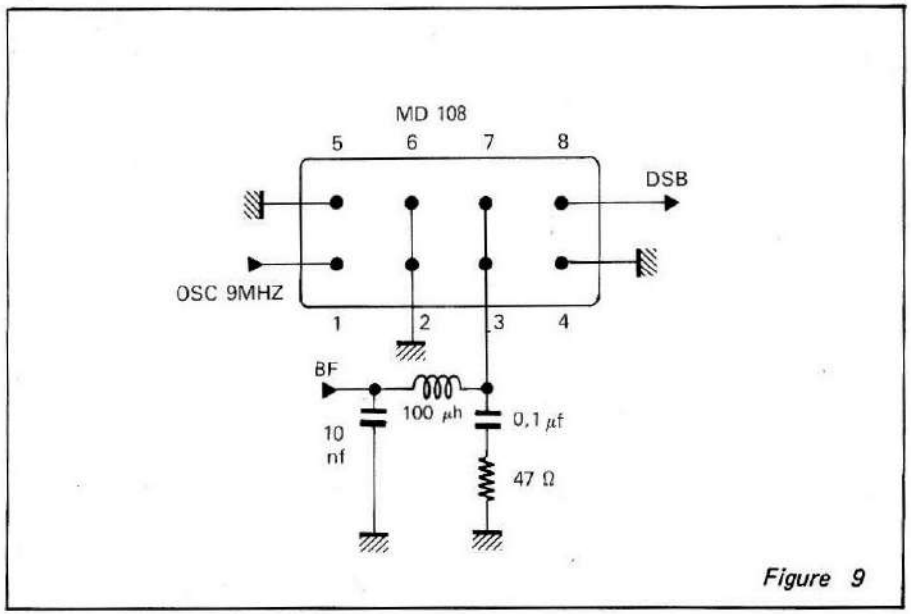


Figure 9

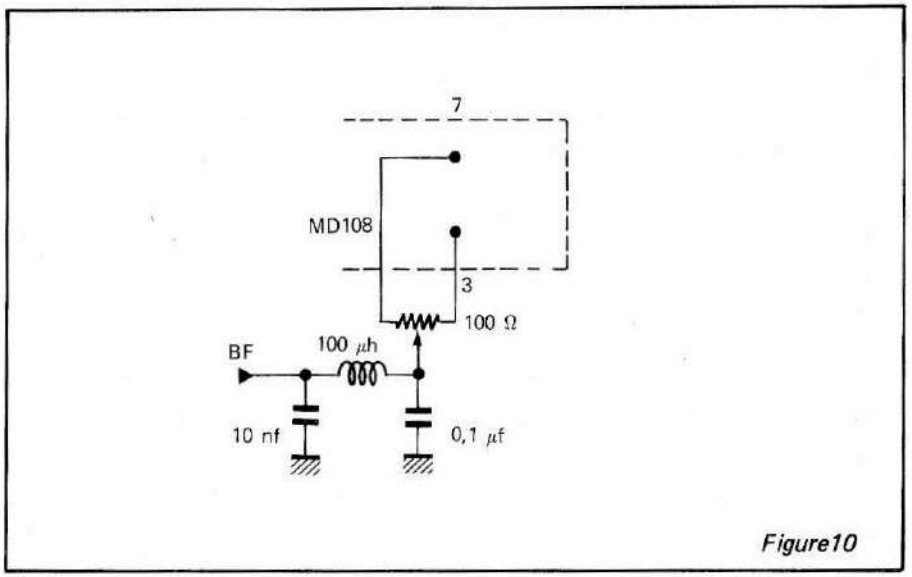


Figure10

CIRCUITS INTEGRES

La mode est à ce genre de composants actifs, à juste titre d'ailleurs, car les performances sont très bonnes, sous un volume très réduit et avec une grande reproductibilité des caractéristiques. De nombreux types sont apparus sur le marché et nous n'en retiendrons que quelques-uns, les plus employés.

Le CA3028A (RCA), figure 11, est un ancêtre qui se porte toujours bien, et comporte un amplificateur différentiel et une source de courant, avec possibilité d'agir extérieurement sur les paramètres de fonctionnement.

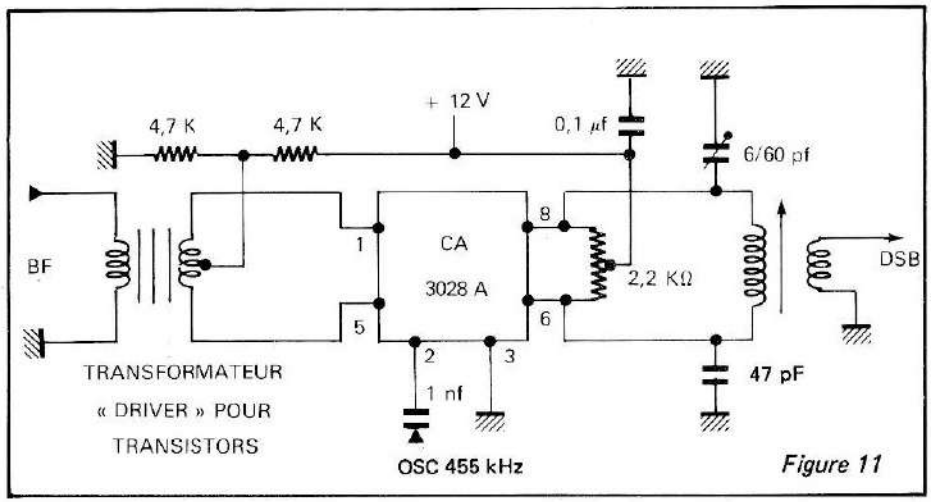


Figure 11

Le MC 1496 (Motorola), figure 12, est un des premiers circuits intégrés à avoir été conçu spécialement pour ce mode de fonctionnement, on peut cependant lui reprocher un nombre excessif de composants externes.

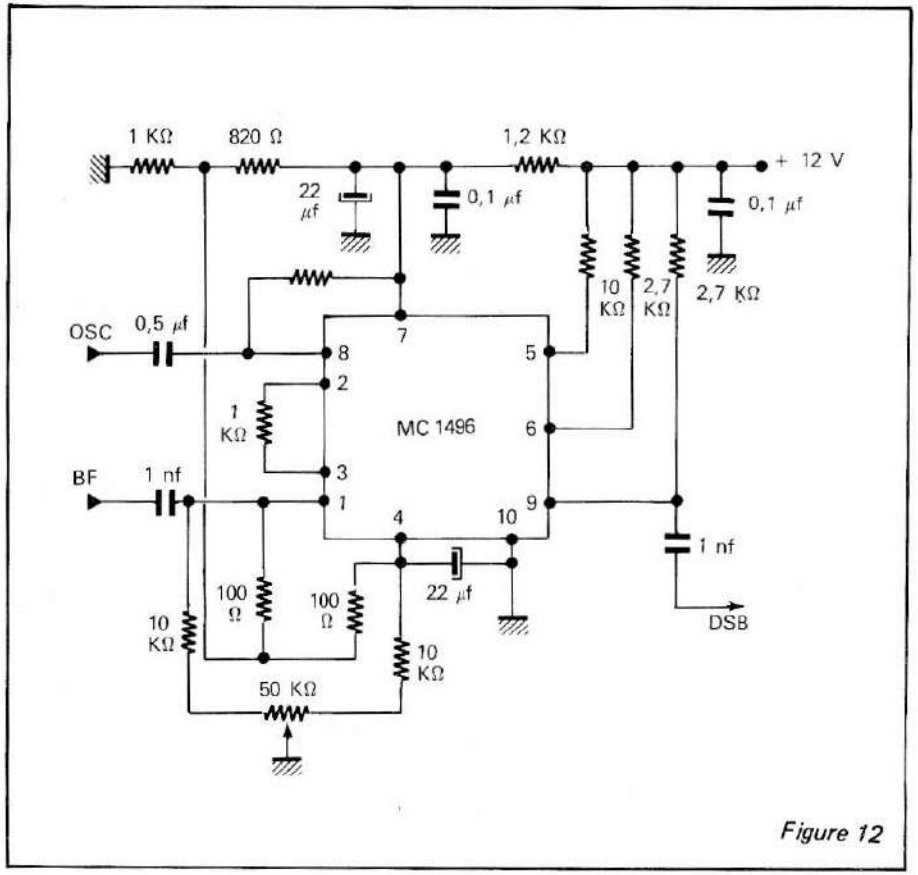


Figure 12

Le TL442 (Texas Instruments) mieux connu dans les réalisations japonaises sous le numéro SN76514 est un circuit moderne, offrant une réjection de porteuse supérieure à 40 dB sur 9 MHz sans aucun réglage externe, et peut fonctionner jusqu'à 200 MHz –figure 13–.

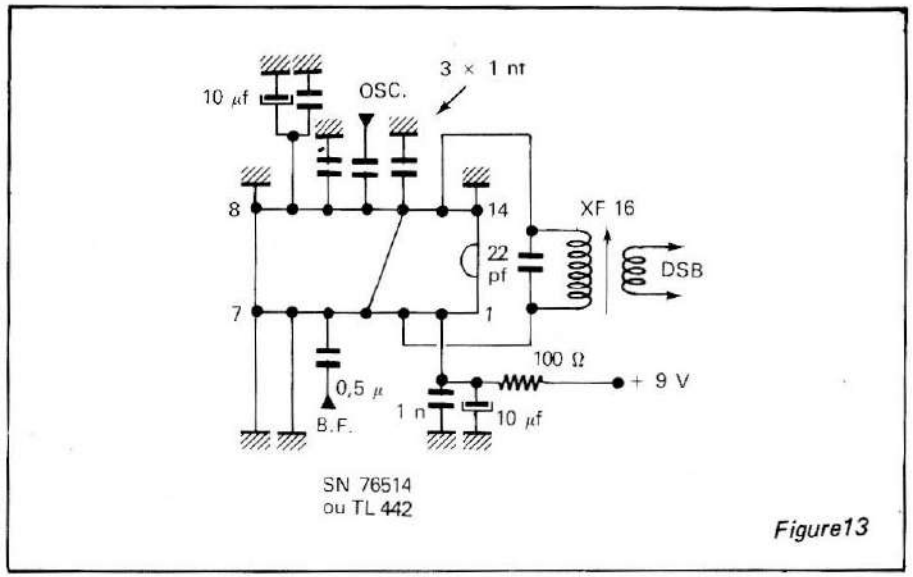


Figure13

De même le SO42P (Siemens) plus employé en tant que mélangeur HF jusqu'à 200 MHz, et dont le fonctionnement est extrêmement bon en modulateur équilibré, avec une possibilité de réglage fin du zéro de porteuse –figure 14–.

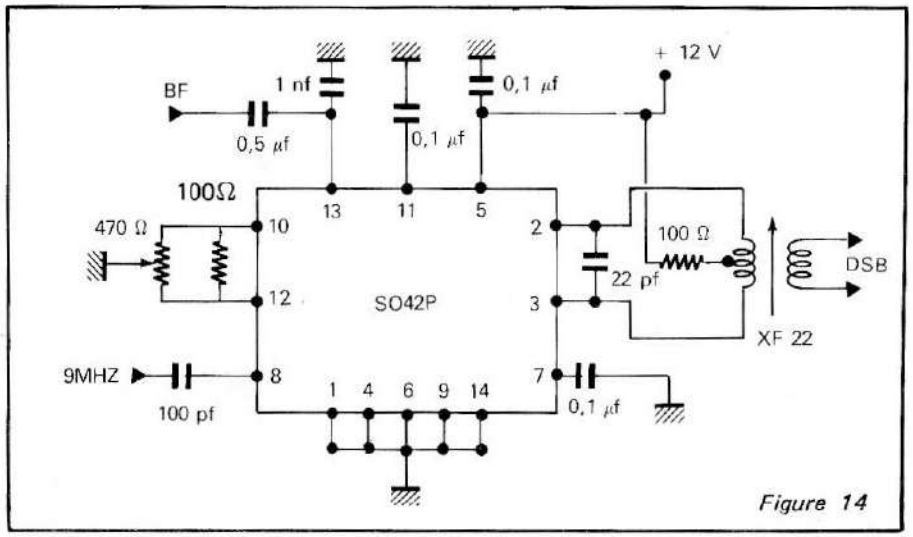


Figure 14

Lorsque l'on travaille à des fréquences basses, jusqu'à 5 MHz, il est même possible de réaliser des montages ne nécessitant pratiquement aucun autres composants externes que quelques résistances et condensateurs –figure 15 et figure 16–, cependant il ne faut pas trop demander à ce genre de circuits, surtout en ce qui concerne l'annulation de la porteuse. Il est bon de rappeler toutefois que le filtre à quartz qui doit suivre donne une atténuation supplémentaire de la porteuse de l'ordre d'une vingtaine de décibels, ce qui est loin d'être négligeable.

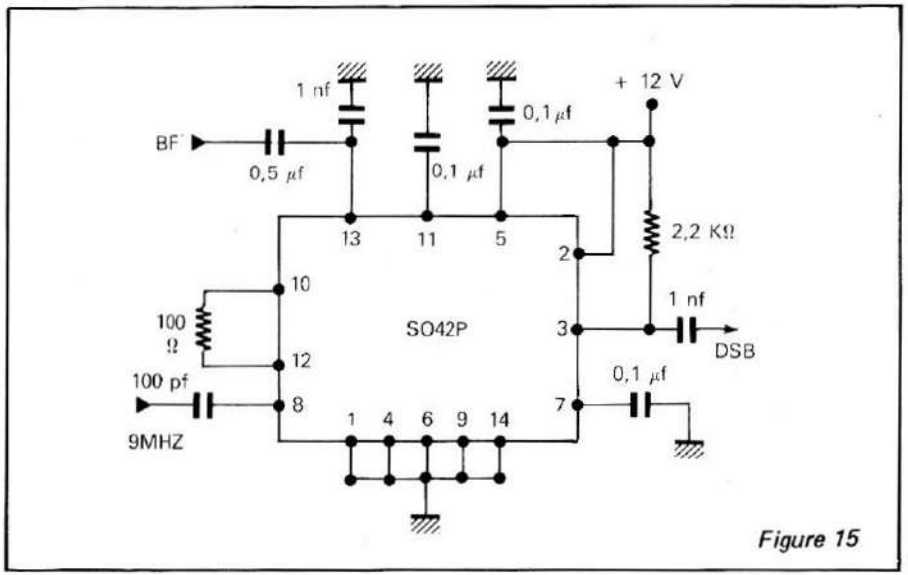


Figure 15

Ces modulateurs équilibrés modernes ne nécessitent que très peu de niveau basse fréquence et un simple µA741 suffit dans la majorité des cas –figure 17–, en prenant soin de blinder parfaitement cette partie de l'émetteur pour éviter des accrochages par retour de HF depuis l'étage de puissance.

Un autre préamplificateur micro –figure 18– utilise des transistors discrets.

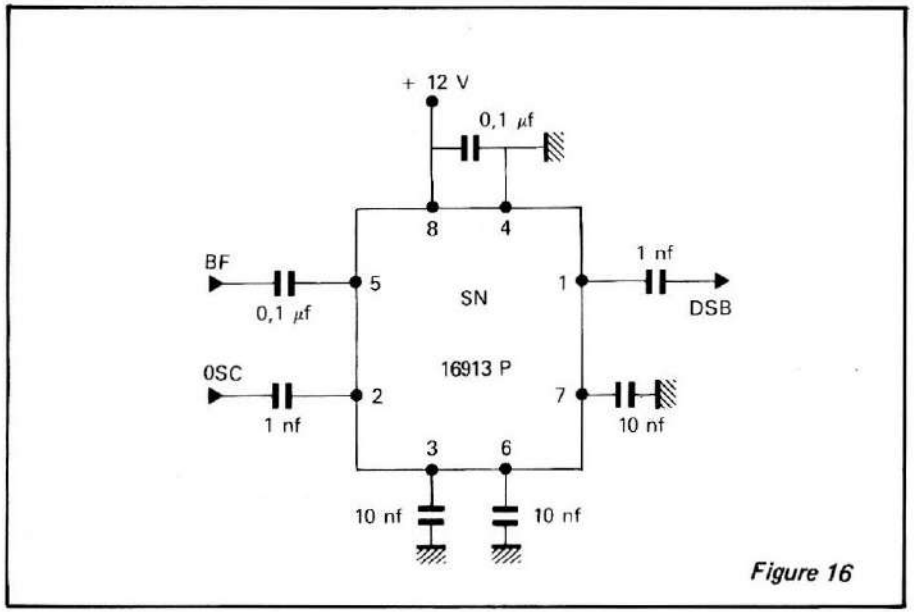


Figure 16

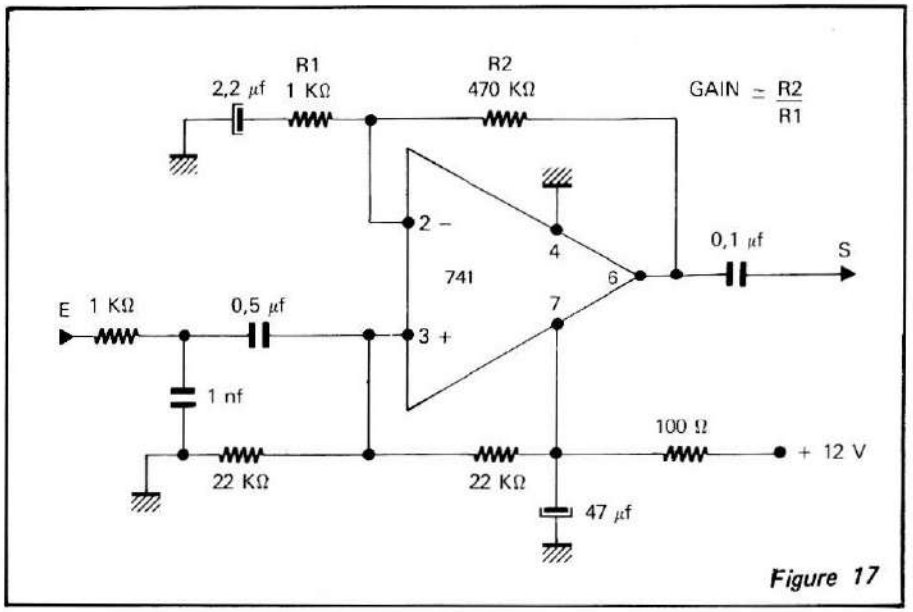


Figure 17

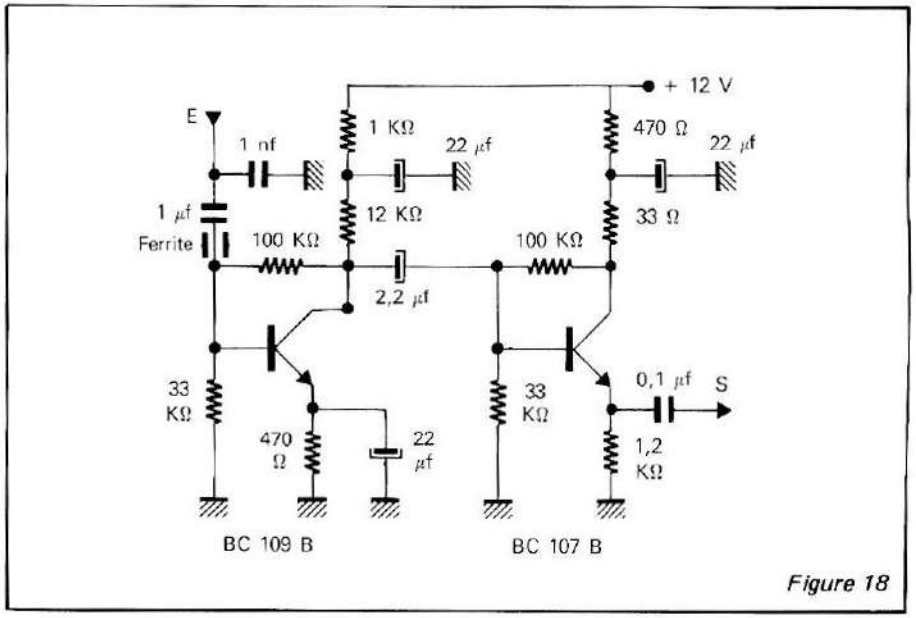


Figure 18

L'OSCILLATEUR DE PORTEUSE

Piloté par quartz, même lorsque la génération de la B.L.U. doit se faire sur une fréquence assez basse, de l'ordre de 455 kHz pour les filtres mécaniques courants, cet oscillateur est obligatoirement suivi d'un étage tampon, afin d'éviter toute variation de sa fréquence au rythme de la modulation surtout lorsque le mélangeur équilibré est équipé de diodes dont l'impédance varie au rythme de la modulation. Parmi une foule de montages possibles, ceux représentés figures 19 et 20, offrent une grande latitude quant au niveau de sortie, et à la fréquence de fonctionnement qui peut se situer entre 2 et 20 MHz sans changements notables hormis le quartz et le circuit accordé.

Dans les deux cas, la commutation bande latérale supérieure-bande latérale inférieure s'effectue par l'alimentation d'un des deux oscillateurs. Cette façon de faire évite toute commutation de quartz ou de circuit accordé, toujours délicate en raison du câblage très court nécessaire et des risques de mauvais isolement du reste du circuit qui peut se traduire par une mauvaise réjection de la porteuse.

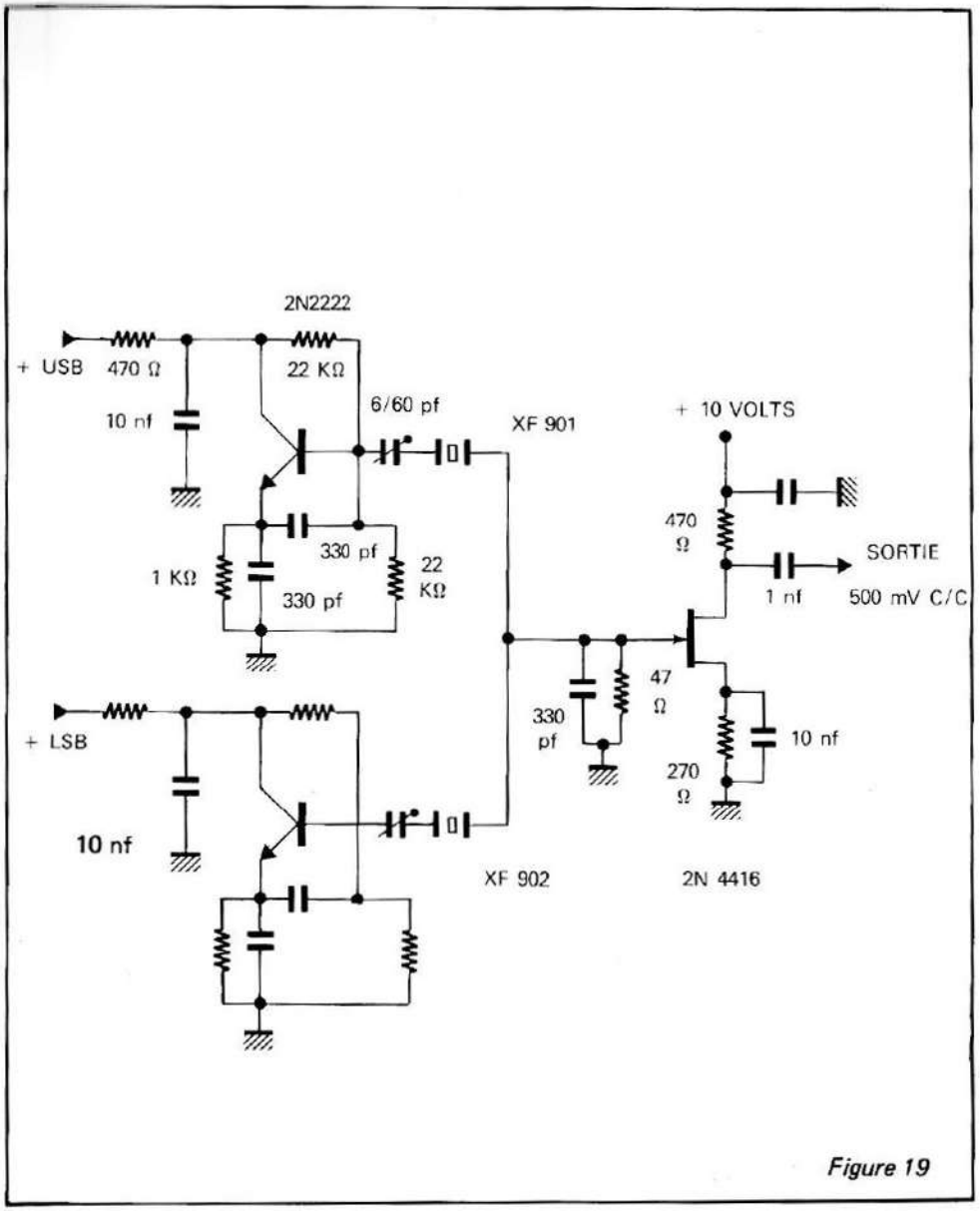


Figure 19

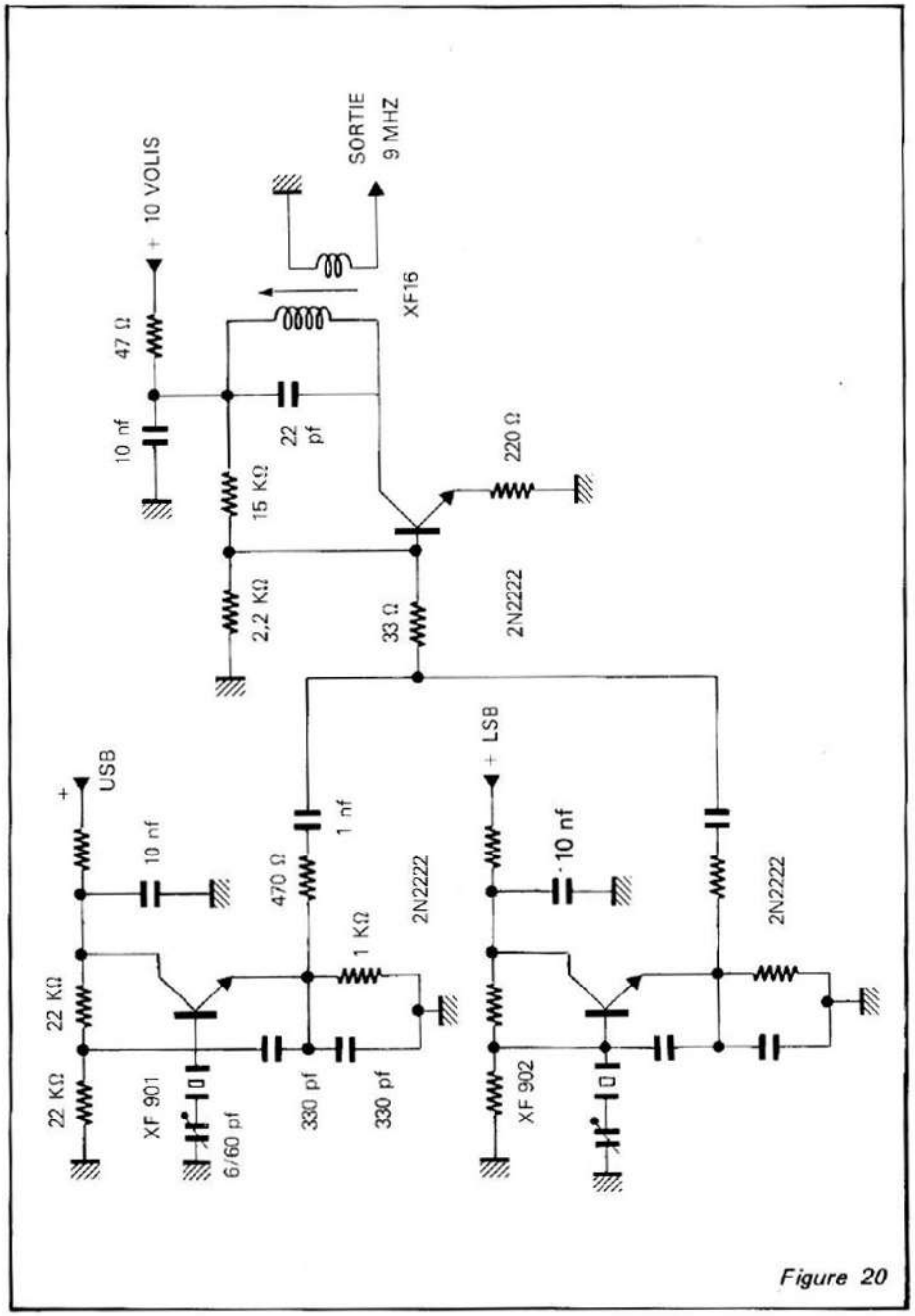


Figure 20

ELIMINATION D'UNE BANDE LATERALE

Les montages que nous avons vu jusqu'à présent avaient pour but de supprimer la fréquence porteuse et de produire les deux bandes latérales résultant du produit de la BF et de l'oscillateur de porteuse.

Nous avons une modulation à double bande latérale (DSB en anglais). Il va falloir maintenant éliminer une de ces bandes latérales. Pour cela, deux méthodes principales:

- le filtrage
- le «phasing»

Si la méthode par «phasing» a eu son heure de gloire dans les années soixante, cela est dû principalement à une relative simplicité des circuits et la rareté des filtres à quartz. De plus, les réglages sont très délicats car il faut réaliser deux réseaux de déphasage: le premier, pour l'oscillateur de porteuse, ne pose guère de problèmes car sa fréquence est fixe et un simple circuit comme celui de la figure 21 suffit.

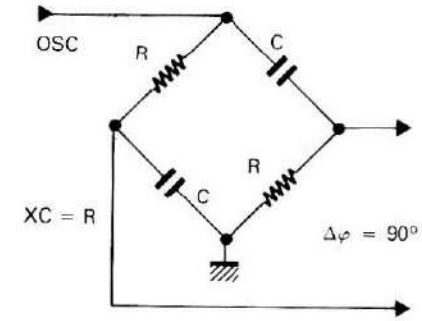


Figure 21

Par contre, il est impératif de réaliser également un réseau de déphasage pour l'information basse fréquence, qui peut varier de 300 à 3000 Hz pour la parole, et cela est beaucoup plus difficile si l'on veut maintenir entre ces deux fréquences extrêmes 300 et 3000 Hz une erreur de déphasage faible. Cette erreur de déphasage détermine la réjection maximum de la bande latérale non désirée, et le tableau figure 22 donne une idée de la précision nécessaire.

Erreur de phase	Suppression bande latérale
30°	10 dB
10°	20 dB
8,2°	30 dB
1°	40 dB
0,12°	50 dB

Figure 22

Citons pour mémoire un réseau BF fabriqué par Barker et Williamson aux Etats Unis, le 2Q4 –figure 23– et une nouvelle technique apparue Outre-Manche et dont certaines applications ont été décrites dans la revue RSGB Radio Communication. Cette technique «polyphase» –figure 24– offre une plus grande latitude dans le choix des composants et l'on remplace en quelque sorte la qualité par le nombre.

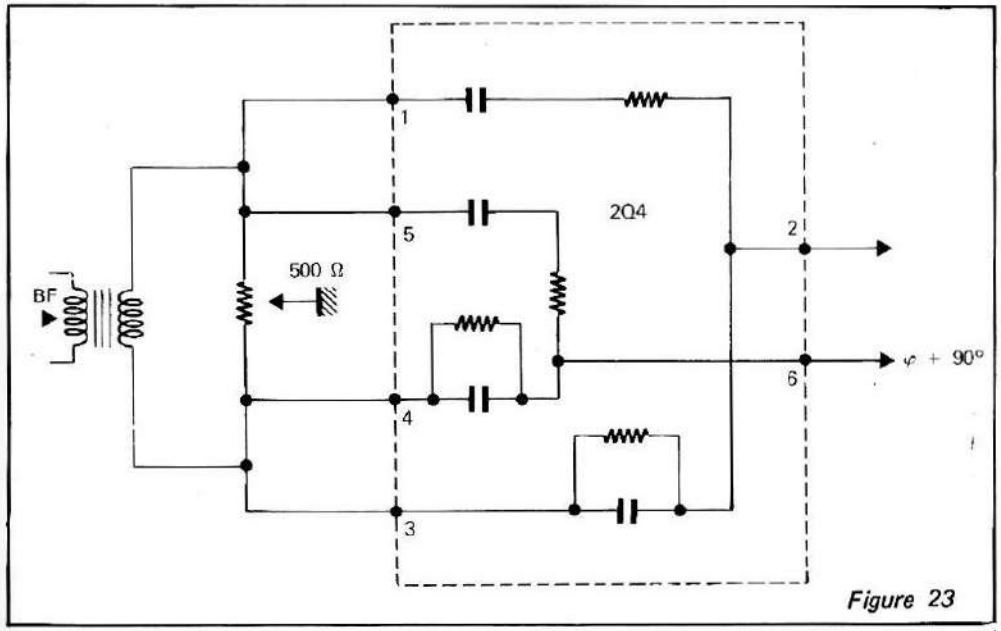


Figure 23

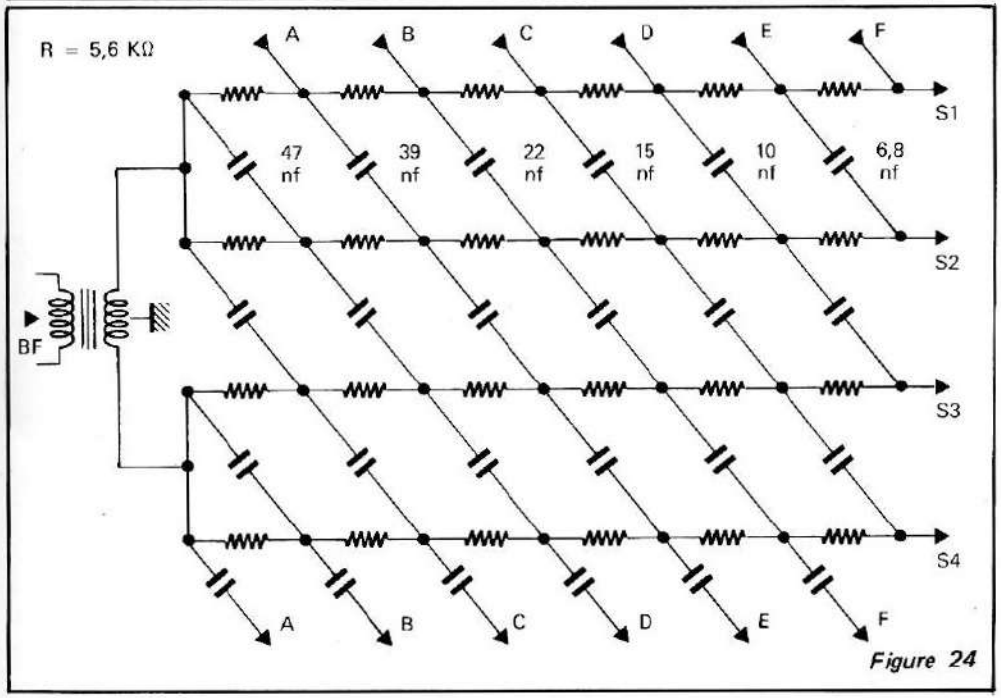


Figure 24

LES FILTRES

– A l'heure actuelle, la technologie des filtres à quartz ou mécaniques a fait d'énormes progrès, et ce genre de composant, tout en restant une pièce assez onéreuse, est disponible dans toute une gamme de fréquences centrales et de bandes passantes, certains fabricants offrant même plusieurs choix de boîtiers.

– Sans entrer dans les détails, il faut se rappeler quelques caractéristiques essentielles d'un filtre, valables quelque soit son type, et d'où vont découler une utilisation et des résultats corrects:

. sa fréquence centrale (Fc)
. sa bande passante (Bp)
. son facteur de forme (Ff)
. son atténuation dans la bande (pertes d'insertion)
. son atténuation hors bande
. son ondulation (Ap)
. son admissibilité
. son adaptation.

Certains de ces paramètres, fréquence centrale, bande passante, ondulation, facteur de forme, peuvent se résumer sur la figure 25 qui en donne l'essentiel, les dénominations pouvant changer suivant les constructeurs et la façon dont la mesure est faite. Toutefois, au niveau amateur, on n'a que rarement besoin de plus de précisions.

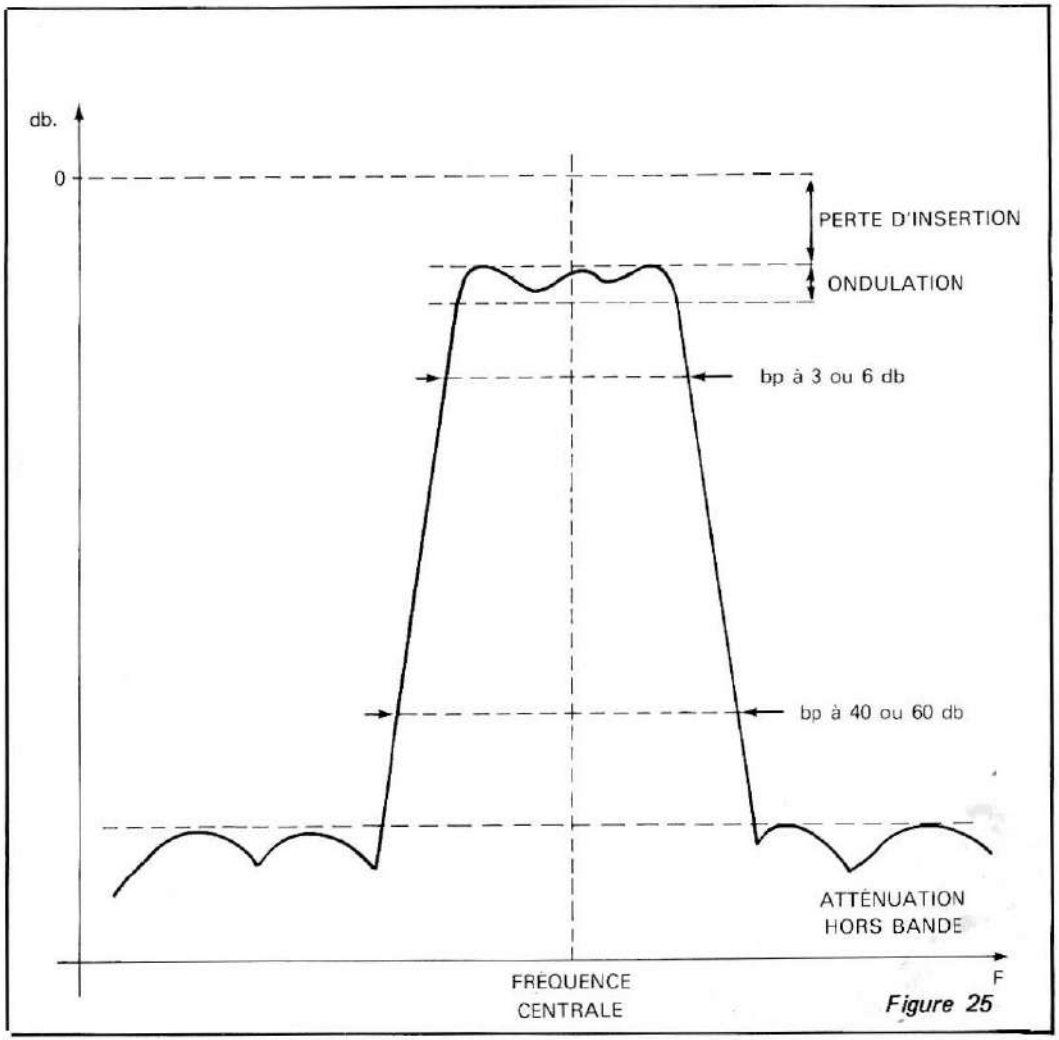


Figure 25

Le facteur de forme donne une idée de la raideur des flancs du filtre: en général, il est donné sous la forme d'un rapport entre la bande passante à –60 dB et à –6 dB (exemple: 2/1). Plus ce rapport est faible, plus les «flancs» du filtre sont raides.

Le plus important reste l'adaptation du filtre aux différents étages de l'émetteur: en effet, la bande passante, l'ondulation et la réjection maximum changent de façon souvent importante

si l'on n'a pas respecté les impédances d'entrée et sortie du filtre. Il en est de même pour la perte d'insertion qui peut devenir importante, ce qui est catastrophique dans le cas d'un récepteur.

Ces fameuses impédances entrée et sortie sont données par le constructeur. KVG donne, par exemple, 600 ohms et 30 pF pour le fameux XF9A. D'une façon concrète, voyons quelques uns des montages possibles.

La figure 26 correspond à une utilisation courante avec des transistors à effet de champ simple et double porte; dans ce cas, les impédances d'entrée et sortie des semi-conducteurs sont beaucoup plus élevées que l'impédance caractéristique du filtre à quartz et on réalise une adaptation très satisfaisante à l'aide de simples résistances de 560 ohms.

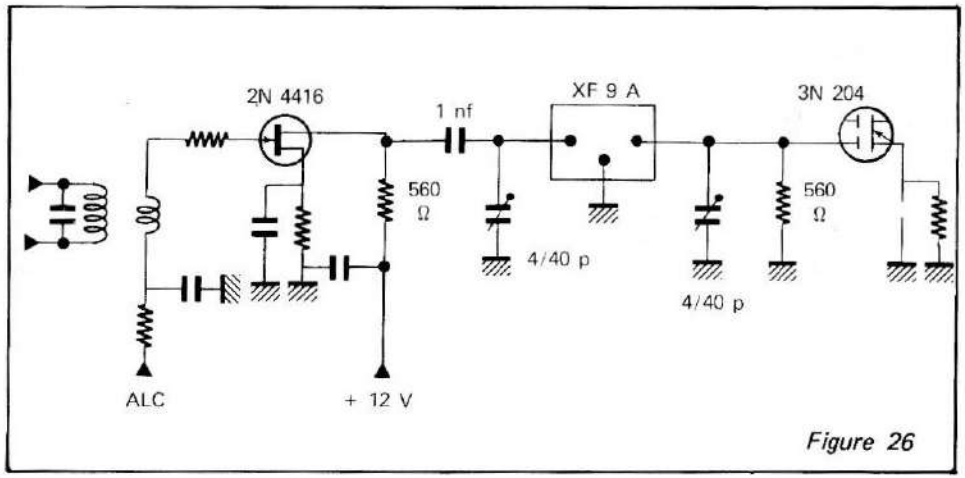


Figure 26

L'adaptation capacitive se fait à l'aide des condensateurs ajustables à l'entrée et à la sortie du filtre: le réglage optimum, très flou, correspond au minimum d'ondulation dans la bande passante. Sur la figure 27, on attaque un transistor fonctionnant en classe A à la sortie du filtre à quartz; l'impédance de base est inférieure à 600 ohms, et nécessite une résistance série pour obtenir des résultats corrects.

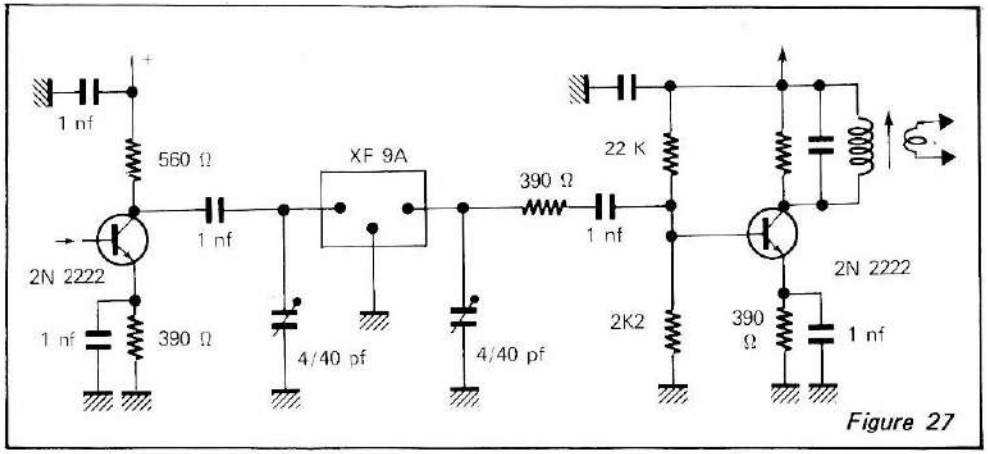


Figure 27

Si l'on passe en revue les filtres à quartz les plus souvent utilisés, on s'aperçoit que leurs caractéristiques sont très voisines. Ainsi, pour des filtres dont la fréquence centrale est aux environs de 9 MHz et la bande passante à 3 ou 6 dB de l'ordre de 2 kHz, les adaptations entrée et sortie sont très proches de 600 ohms et 30 pF.

Dans le cas où l'on voudrait utiliser un filtre mécanique, il est bon de rappeler que ce genre de composant, électromécanique, ne se trouve que très rarement dans une gamme de fréquences centrales dépassant 500 kHz.

Cela va rendre nécessaire un changement de fréquence supplémentaire si l'on veut réaliser un émetteur au-delà de la bande 80 mètres, afin de conserver une bonne réjection de la fréquence image.

Pour ces filtres, les impédances d'entrée et de sortie sont assez élevées et il est de plus recommandé de ne pas faire passer de courant continu dans les transducteurs, ce qui nous donne le schéma figure 28.

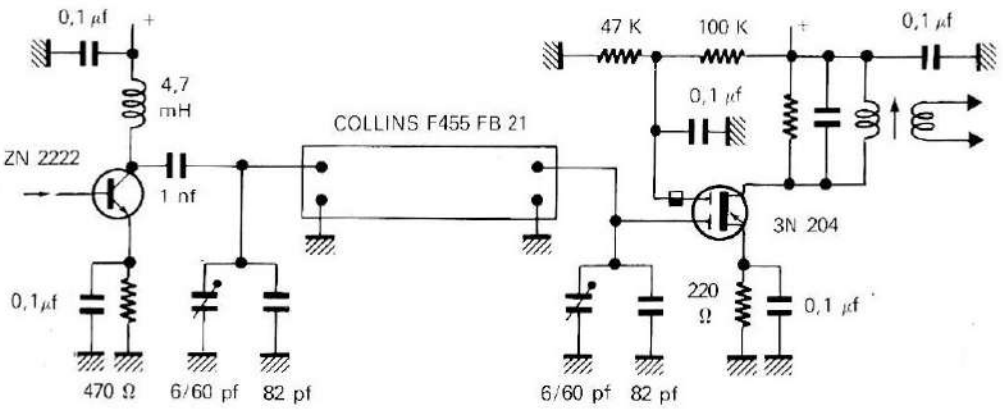


Figure 28

LA FABRICATION DES FILTRES

L'amateur possédant un minimum d'appareils de mesure ne doit pas se laisser impressionner par la complexité des opérations nécessaires à l'élaboration d'un filtre à quartz: le tout est une question de bon sens et de patience; d'autres l'on fait il y a bien des années alors que l'on ne trouvait guère que des quartz de surplus en boîtier FT243, et que le fréquencemètre digital était encore le rêve de pas mal de gros laboratoires !

Deux types de filtre peuvent être envisagés: le filtre en treillis et le filtre en échelle. Avec des quartz possédant des capacités inter-électrodes assez importantes comme ceux montés en boîtier FT243, et dont on peut ajuster la fréquence avec un peu de poudre abrasive et beaucoup de patience, le plus pratique est de réaliser le classique filtre en treillis –figure 29–.

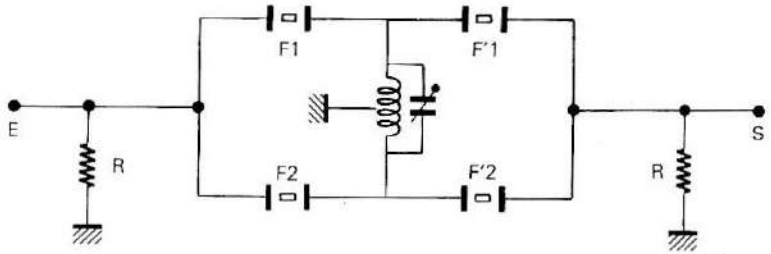


Figure 29

Le choix des quartz est très important et l'on préférera utiliser des modèles du même constructeur, même boîtier, chose facile à trouver dans les surplus. La fréquence peut être comprise entre 6 et 9 MHz. A partir de plusieurs échantillons identiques, on mesure la fréquence d'oscillation, puis vient le travail le plus fastidieux: obtenir deux séries de quartz dont les fréquences soient identiques mais décalées d'environ 1,3 kHz. Sur la figure 29: f1 = f'1; f2 = f'2; f2 = f1 + 1,3 kHz. Ensuite, par le jeu du condensateur d'accord et des résistances terminales, on essaye d'obtenir une bande passante sans trop de creux ni de bosses, ainsi que des flancs les plus raides possibles.

Ceci n'est pas une mince affaire mais est loin d'être irréalisable: la figure 30 montre ce type de filtre fabriqué aux environs de 1963 par Mr PAILLARD, F2FO.

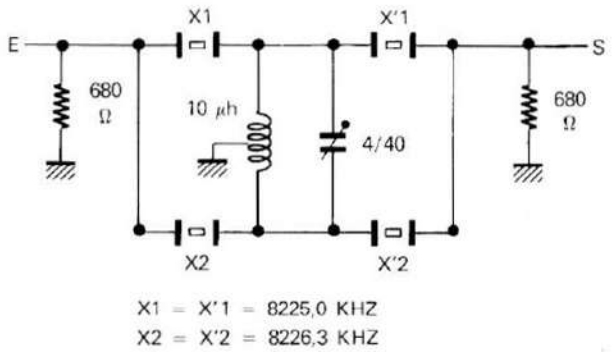


Figure 30

Le filtre en échelle figure 31 est plus facile à réaliser à l'aide de quartz modernes dont la capacité inter-électrodes est faible, et les fréquences marquées beaucoup plus précises. Ce genre de filtre a été largement décrit dans Radio REF par F6BQP et dans Radio Communication (RSGB) par G3JIR. Depuis, de nombreuses variantes offrant même des bandes passantes variables sont apparues dans la littérature.

Le critère de sélection des quartz est simple: ils doivent

tous avoir la même fréquence. Le reste est une affaire d'expérimentation sur la valeur des condensateurs et des résistances terminales.

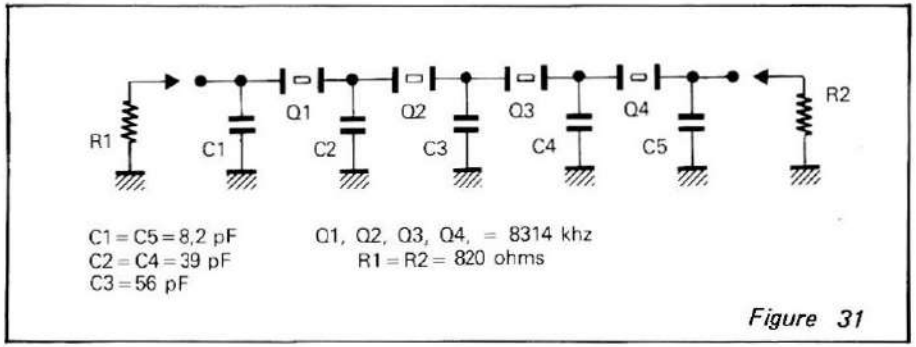


Figure 31

Plusieurs sources de quartz de fréquences très précises s'offrent à l'amateur: les quartz pour horloge sur 3,2768 MHz, les quartz utilisés en télévision couleur aux environs de 4,3 MHz, voire... les quartz prévus pour les appareils C.B. dont la fondamentale sur 9 MHz est idéale et dont les fréquences s'échelonnent tous les 5 kHz environ; ces quartz sont souvent assez loin de leur fréquence marquée, mais vu leur prix très bas, on peut se permettre d'en acquérir une certaine quantité et de faire un choix.

LE CHANGEMENT DE FREQUENCE

Après avoir vu comment fabriquer une émission en bande latérale unique, par des méthodes utilisant soit des filtres, soit par «phasing», il faut ensuite transposer cette émission de fréquence fixe sur la bande de fréquences que l'on désir exploiter, puis effectuer une amplification de puissance.

Cette transposition, ou changement de fréquence, est en tous points identique à ce qui se passe dans un récepteur, celui-ci fonctionnant à l'envers !

Le mélange doit satisfaire à plusieurs exigences si l'on veut un ensemble performant:

– les niveaux doivent être relativement élevés afin de limiter le nombre d'étages d'amplification qui vont suivre jusqu'à l'antenne;

– la distorsion doit être maintenue à un niveau raisonnable, ce qui n'est malheureusement pas compatible avec le premier point;

– le mélangeur doit être choisi de façon à générer à sa sortie un minimum de fréquences parasites afin de simplifier le filtrage des multiples fréquences fabriquées au cours de cette transformation.

Le processus se déroule de façon assez simple: figure 32, notre émission à bande latérale unique, sur 9 MHz par exemple, est mélangée avec un oscillateur couvrant de 5 à 5,5 MHz, ce qui nous donne à la sortie deux bandes de fréquences (théoriquement bien plus !).

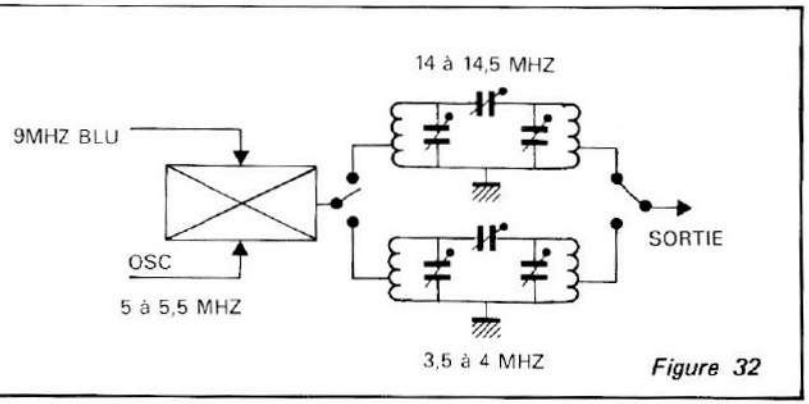


Figure 32

Battement supradyne: 14 à 14,5 MHz.
Battement infradyne: 3,5 à 5 MHz.

Par chance, les deux bandes sont des bandes amateurs, ce qui permet l'élaboration d'un émetteur assez simple où seul le filtrage en sortie du mélangeur est nécessaire pour obtenir soit 3,5 soit 14 MHz. Ce filtrage est impératif, car si l'on injecte dans un mélangeur deux fréquences f1 et f2, on génère à la sortie f1 + f2 et f1 – f2, avec en plus de nombreux produits issus des harmoniques des fréquences injectées: 2 f1 – f2; 2 f1 + f2; 2 f2 – f1; 2 f2 + f1; 3 f1 – f2; 3 f1 + f2... La liste peut aller loin, sans oublier que les deux fréquences principales f1 et f2 se retrouvent elles aussi à la sortie du mélangeur. Filtrage important donc, ainsi que le choix du type de mélangeur.

Le plus simple, assez peu recommandé, ne nécessite qu'un transistor à effet de champ double porte –figure 33–. Il est vrai que les produits de mélange non désirés sont assez

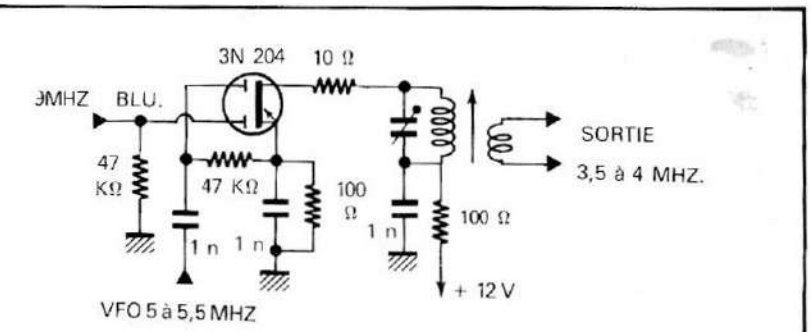


Figure 33

difficiles à éliminer dans ce cas, mais ce montage simple peut être utile. Les niveaux d'injection sont d'environ 1 volt efficace de VFO sur la porte No 2 et 100 millivolts efficaces de B.L.U. maximum sur la porte No 1, moyennant quoi on recueille environ 1 volt efficace sur le drain du transistor, ce qui ne laisse pas grand chose après filtrage.

On a intérêt à choisir un mélangeur équilibré, ou mieux, doublement équilibré, qui élimine par lui même les deux fréquences que l'on applique à ses entrées. Cela peut se faire à l'aide de diodes, de transistors, de FET, de circuits intégrés, et la ressemblance est frappante avec les modulateurs équilibrés que nous avons utilisé pour élaborer notre émission à bande latérale unique.

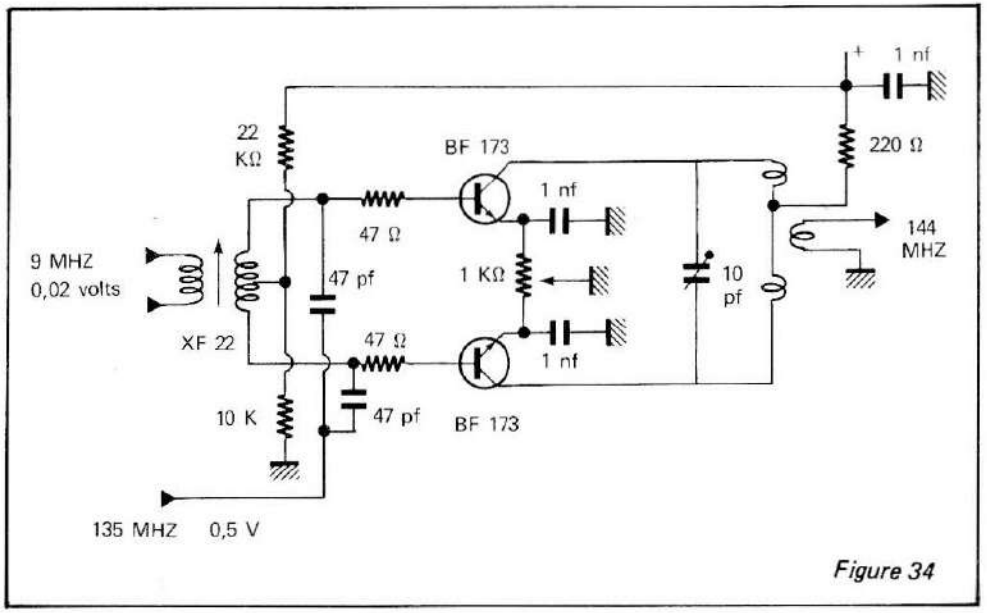


Figure 34

Le montage de la figure 34 nécessite deux transistors et se retrouve dans de nombreux émetteurs 144 MHz car il est toujours délicat d'effectuer une commutation de gammes sur le circuit de sortie, vu le grand nombre de points à commuter.

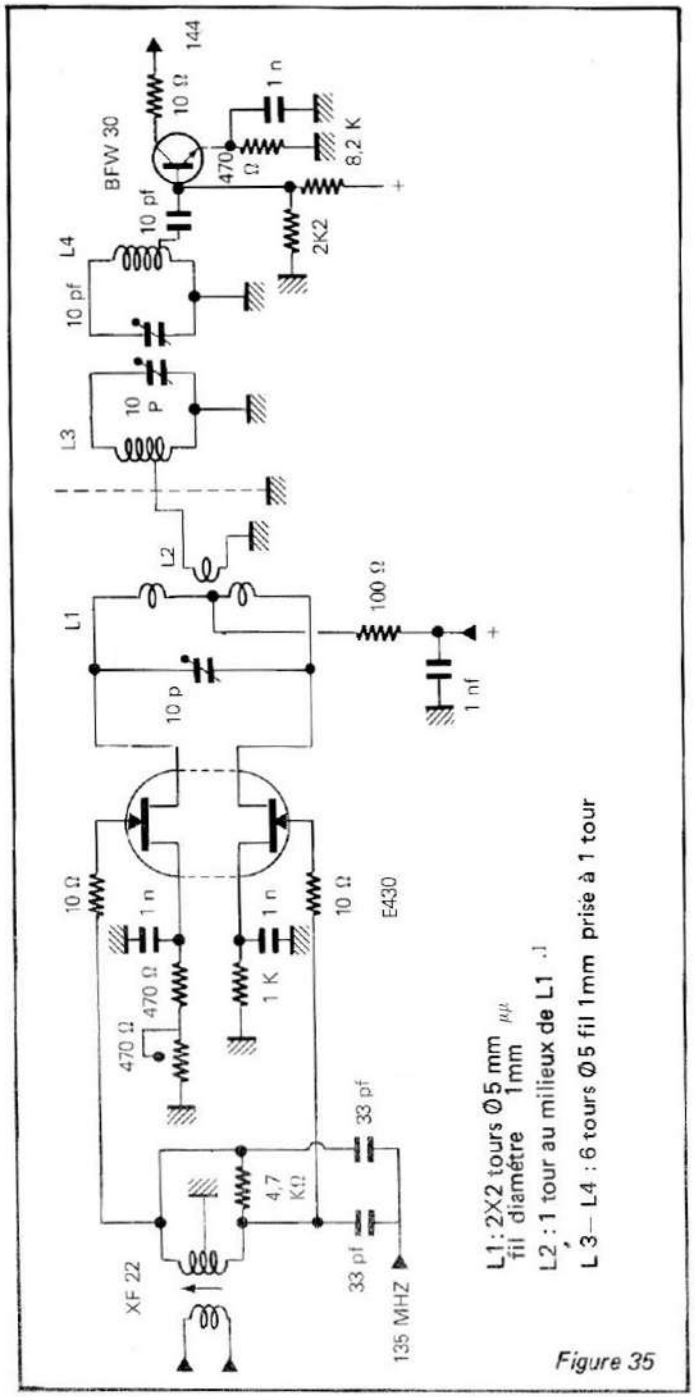


Figure 35

Donc à réserver pour un émetteur monobande. Un montage à peu près similaire avec un double effet de champ E340 de Siliconix est assez intéressant sur 144 MHz, et probablement sur les bandes plus basses –figure 35–. L'équilibrage est facile à réaliser et les jonctions des deux transistors étant similaires par construction et dans le même boîtier, la dérive des caractéristiques en fonction des variations de température est très limitée. Ce mélangeur nécessite cependant un niveau assez élevé d'oscillateur local, environ 15 milliwatts, et un excellent filtrage à la sortie, ce que nous avons réalisé à l'aide de trois selfs avant d'attaquer l'étage d'amplification qui suit. Cet ensemble permet avec relativement peu de transistors (E430 – BFW 30 – 2N5109 – PT8810) d'obtenir environ 3 watts PEP sur 144 MHz avec des produits d'intermodulation très bas et une grande pureté spectrale. Il reste, il est vrai, des réglages d'équilibrage, nécessaires pour éviter que l'oscillateur local n'apparaisse à la sortie. Cela peut être évité par l'emploi de circuits intégrés, comme le TL442, que nous avons déjà vu dans le rôle d'un modulateur équilibré. Ce circuit est très à l'aise jusqu'à 200 MHz et la figure 36 donne un exemple de fonctionnement

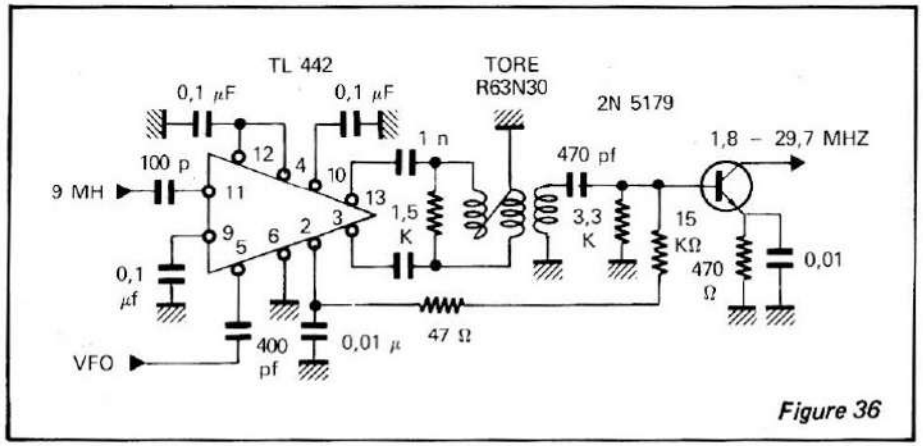


Figure 36

typique. On notera que la sortie du mélangeur se fait sur un transformateur à large bande réalisé à l'aide d'un tore de ferrite à haute perméabilité, comme le modèle Siemens R6,3 N30, sur lequel on bobine deux enroulements: le premier comporte deux fils torsadés et représente la charge du circuit intégré; le

deuxième, un seul fil, se raccorde à la base du transistor suivant. On peut espérer une dizaine de milliwatts à la sortie de ce dernier, après filtrage bien sûr, dans les bandes 1,8 à 29,7 MHz.

La figure 37 représente le transformateur: le premier enroulement (côté TL442) comporte 2 x 10 tours de fil 5/10ème émaillé torsadés ensemble; le secondaire 5 tours de fil 5/10ème émaillé.

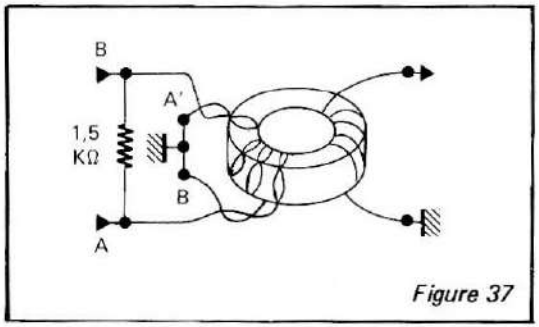


Figure 37

Les mélangeurs à diodes, qui comportent quatre diodes Schottky, ainsi que les transformateurs de couplage à large bande dans un boîtier de dimensions réduites, offrent une solution élégante au problème du mélange, et ce jusqu'à des fréquences très élevées. Nous avons déjà vu une application de ces composants en tant que modulateurs équilibrés. On les retrouve également dans le rôle de mélangeurs HF tant à l'émission qu'à la réception.

Ces mélangeurs sont caractérisés par:

– leur niveau HF admissible (point de compression à 1 dB ou point d'interception selon les fabricants);

– leur niveau d'oscillateur local d'après lequel on peut faire ressortir trois groupes:

. niveau standard: +7 dBm (5 milliwatts)
. haut niveau: +17 dBm (50 milliwatts)
. très haut niveau: +23 dBm (200 milliwatts).

Cette puissance d'oscillateur local doit être disponible sur 50 ohms avec un ROS faible si l'on veut un fonctionnement correct. On peut établir une règle empirique, mais pratique, quant à l'utilisation de ces composants en émission.

Ayant fixé le niveau d'oscillateur local, on s'efforce d'appliquer la fréquence à mélanger avec un niveau plus faible que 10 dB et l'on recueille les produits de mélange après filtrage à un niveau encore inférieur de 10 dB. Moyennant quoi, les produits d'intermodulation de 3ème ordre, les plus gênants, sont rejetés d'au moins 36 dB –figure 38–.

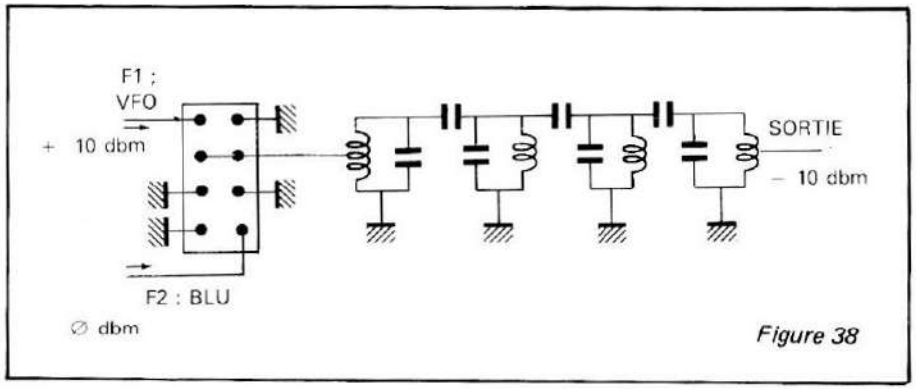


Figure 38

Il faut souligner l'importance de l'impédance «vue» par les trois portes du mélangeur. Celle-ci doit théoriquement être de 50 ohms avec un ROS très faible, ce qui n'est pas facil à obtenir. En ce qui concerne la «porte» qui reçoit l'oscillateur local et celle qui reçoit le signal B.L.U. à mélanger, il est prudent d'amplifier ces deux bandes de fréquences à un niveau supérieur à celui demandé par le mélangeur, et de placer des atténuateurs de 3 ou 6 dB qui imposent une impédance plus proche de 50 ohms que lors d'un branchement direct. Le tableau figure 39 donne les valeurs standard des résistances à utiliser pour des atténuateurs de 3, 6 et 10 dB, en «π» ou en «T».

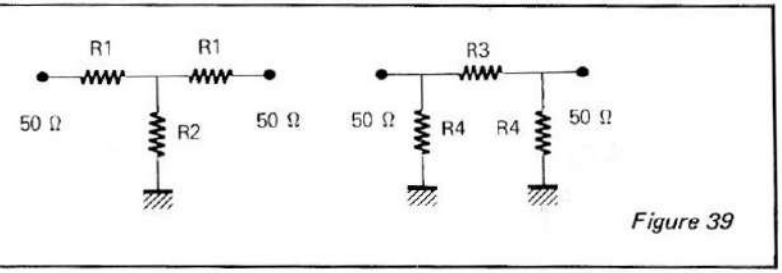


Figure 39

	R1	R2	R3	R4
3 dB	10 Ω	150 Ω	10 Ω	330 Ω
6 dB	15 Ω	68 Ω	39 Ω	150 Ω
10 dB	27 Ω	39 Ω	68 Ω	91 Ω
	Atténuateur en T		Atténuateur en π	

Le présent tableau compléte la figure 39

L'AMPLIFICATEUR A MOYEN NIVEAU

Le signal utile après mélange a un niveau très faible et il est nécessaire de l'amplifier de 30 ou 40 dB de façon à atteindre environ 1/2 à 1 watt PEP dans le cas d'une émission B.L.U. L'obtention d'une puissance supérieure peut ensuite se faire à l'aide de tubes à vide ou de transistors, mais là n'est pas le propos.

Quelles vont être les contraintes subies par les amplificateurs à faible ou moyen niveau ?

- Bande passante très large: 1,8 à 30 MHz
- Très bonne linéarité de façon à ne pas dégrader notre signal par des distorsions importantes
- Gain en puissance élevé.

Ceci implique l'utilisation de transistors bien linéaires et relativement puissants, présentant de plus une fréquence de transition élevée. Dans ce genre de montage, les composants de choix sont les transistors fabriqués pour la télédistribution: BFW30, BFR90, BFR96, BFW16, 2N5109. Ayant une fréquence d'utilisation maximum très élevée (supérieure à 2 GHz pour certains), il est facile de leur appliquer une contre-réaction qui limite le gain, la distorsion, et aplanit la bande passante. L'amplificateur à deux étages de la figure 40 a un gain supérieur à 36 dB et une bande passante plate de 1 à 50 MHz au moins, ceci avec des impédances de 50 ohms entrée et sortie, ce qui simplifie l'élaboration des filtres de bande. Les transformateurs T1 et T2 comportent 10 tours bifilaires sur un tore de haute perméabilité FT37-61 ou R6,3 N30 Siemens.

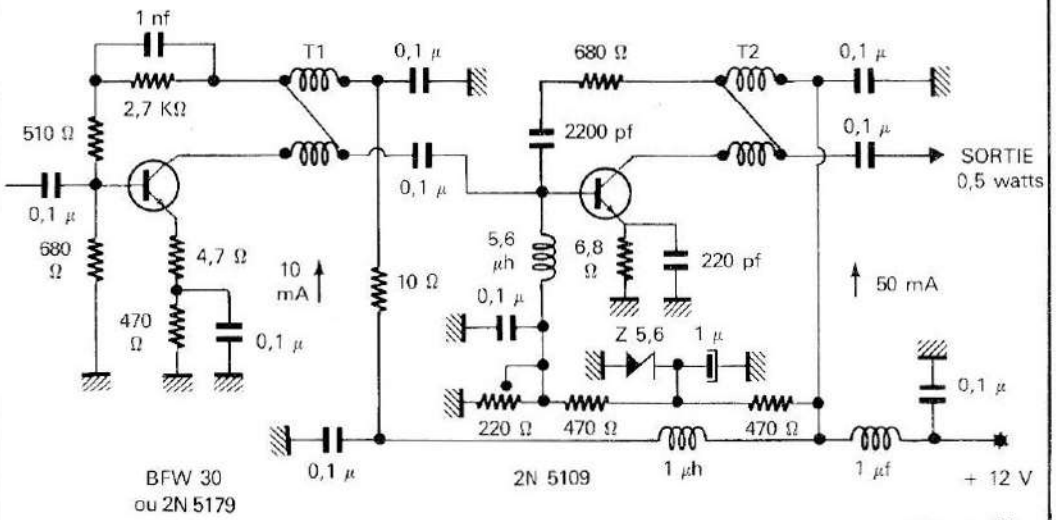


Figure 40

SECONDE PARTIE

LA RECEPTION

LA RECEPTION

Une émission en bande latérale unique nécessite un récepteur un peu particulier afin d'en extraire l'information. En effet, nous avons vu au début du livre que seule une bande latérale est transmise, l'autre bande latérale ainsi que la porteuse ayant été éliminées dans les premiers étages de l'émetteur.

Il s'agit de reconstituer cette fréquence porteuse au niveau de la détection, à l'aide d'un oscillateur supplémentaire. Le mélange avec l'émission reçue de cet oscillateur restitue l'information complète. Le diagramme d'un récepteur B.L.U apparaît figure 1. Mis à part la détection un peu particulière, on peu constater que tous les autres étages sont identiques à

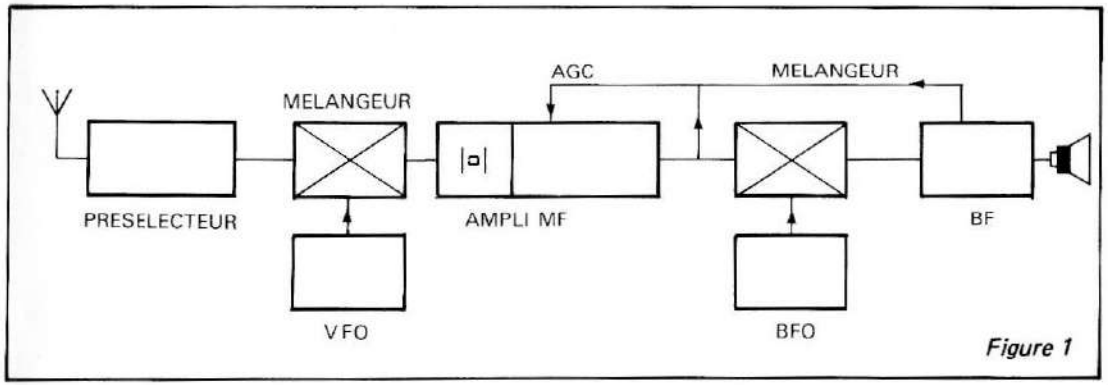


Figure 1

ceux mis en jeu dans un récepteur classique pour modulation d'amplitude. L'émission à recevoir est sélectionnée de façon grossière dans un présélecteur, puis sa fréquence est changée par battement avec un oscillateur local de façon à être amplifiée dans la partie moyenne fréquence du récepteur, où sont concentrés tout le gain et la sélectivité.

Ensuite vient la détection par battement puis l'amplificateur basse fréquence qui n'appelle que peu de commentaires.

Si l'on considère qu'un grand nombre de stations sont présentes en même temps avec des signaux d'amplitudes très différentes (entre quelques nanovolts et quelques dizaines de millivolts), il faut concevoir un récepteur qui puisse accepter tout cela sans se saturer. Sa dynamique doit être très grande, ce qui se traduit de façon concrète par une distribution du gain dans les différents étages un peu différente par rapport aux récepteurs des années 60.

La sélection de l'émission désirée se fait uniquement par le filtre à quartz de l'amplificateur moyenne fréquence. On va donc éviter à tout prix d'amplifier trop en amont de ce filtre en gardant quand même une sensibilité acceptable.

Le tableau 2 donne une idée de la sensibilité (et donc du facteur de bruit) minimum nécessaire sur différentes bandes décamétriques. On s'aperçoit que pour peu que le bruit apporté par le mélangeur soit faible et que les filtres d'entrée n'aient pas de pertes énormes, il est possible de s'affranchir totalement d'étage d'amplification haute fréquence. Les filtres

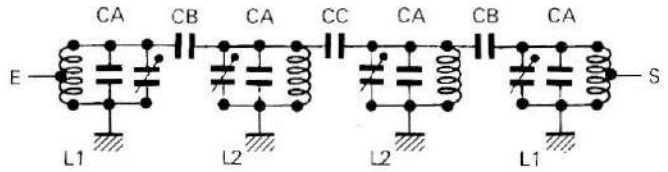
	Bruit galactique + atmosphérique	**Facteur de bruit acceptable**
1,8	–93 dBm	45 dB
3,5	–101 dBm	37 dB
7	–111 dBm	27 dB
14	–113 dBm	24 dB
21	–118 dBm	20 dB
28	–123 dBm	15 dB
50	–129 dBm	9 dB
144	–139 dBm	2 dB

Figure 2

d'entrée ont une importance considérable; leur rôle est de sélectionner avec aussi peu de pertes que possible la bande de fréquences à écouter et en même temps de rejeter la fréquence image ainsi que tout ce qui n'est pas nécessaire au mélangeur. Un récepteur amateur classique a une réjection hors bande de 40 à 50 dB en moyenne, ce qui est nettement insuffisant de nos jours. 80 à 100 dB sont des valeurs plus réalistes pour un récepteur digne de ce nom. Cela implique un filtre comportant un minimum de 4 circuits accordés couplés de façon à présenter une bande passante aussi plate que possible d'environ 500 kHz et une atténuation pour toutes les fréquences supérieures et inférieures à cette bande.

Afin d'être commodes à utiliser, tant en émission qu'en réception, les filtres présentent une impédance de 50 ohms. Cela permet de les régler avec facilité à l'aide d'appareils de mesure (pont, wobulateur, etc...) dont l'impédance est normalisée. De plus, lors des commutations de bande, les liaisons se font à l'aide de câble coaxial subminiature, ce qui évite de couper des points à haute impédance et limite les rayonnements non désirés.

Le schéma général de ces filtres est donné figure 3 et le tableau 4 donne les différentes valeurs pour couvrir toutes les bandes décamétriques ainsi que le 50 MHz (bande non allouée à de nombreux pays de la région 1 mais qui reste extrèmement intéressante à écouter en automne et en hiver).



Tous les ajustables = 60 pf

Figure 3

	3,5	7	10	14	18	21	24,5	28	50	MHz
CA	180	270	120	150	120	82	68	68	10	pF
CB	22	15	8,2	13	4,7	5,6	5,6	5,6	2,2	pF
CC	15	15	5,6	10	3,9	5,6	5,6	5,6	1	pF
L1	25+7	11+3	9+3	6+3	6+2	6+2	5+2	4+2	4+2	sp.
L2	32	14	12	9	8	8	7	6	6	sp.

Figure 4

Dans tous les cas, on peut obtenir par un réglage soigneux une bande passante plate à 1 dB près, une perte d'insertion maximum de 3 dB et une réjection des signaux hors bande d'au moins 80 dB (sur la fréquence image). Mais attention ! de telles caractéristiques ne souffrent d'aucune faute mécanique et les blindages doivent être absolus ! Il est important de construire «massif et étanche à l'eau». De cette façon, la HF ne passera pas là où elle est indésirable.

Les selfs sont à réaliser sur des tores R10 M8 de Téléfunken, ce qui limite les rayonnement et le couplage entre circuits. A ce propos, il est bon d'ouvrir une parenthèse sur la façon de bobiner un tore: le nombre de tours se compte d'une façon un peu différente; **c'est le nombre de fois où le fil passe dans le tore.**

Les condensateurs fixes ou parallèles sur les selfs seront de préférence des condensateurs à diélectrique mylar ou mica pour les valeurs importantes, et céramique à coefficient de température nul (NPO) pour les condensateurs de faible valeur.

Le réglage peut se faire de deux manières: si l'on dispose d'un générateur wobulé, tout est pour le mieux et l'opération ne dure que quelques minutes. Si l'on ne dispose que d'un générateur simple, voire d'un marqueur à quartz, l'opération est plus délicate: on commence à régler les quatre condensateurs ajustables pour un signal maximum au milieu de la bande choisie. Cela permet de dégrossir les réglages qui restent cependant assez flous. Ensuite, on **déconnecte les condensateurs de liaison** que l'on remplace par des «queues de cochon» de très faible capacité, et on ajuste les condensateurs d'accord pour un maximum de sensibilité **en haut** de la bande. Il y a un réglage très net de tous les ajustables; il suffit ensuite de ne plus retoucher à ces derniers et de reconnecter les condensateurs de liaison normaux. La bande passante est alors correcte. Rien n'empêche de reprendre les réglages plus tard à l'occasion d'une visite chez un ami ou un laboratoire bien équipé en appareillage de mesure.

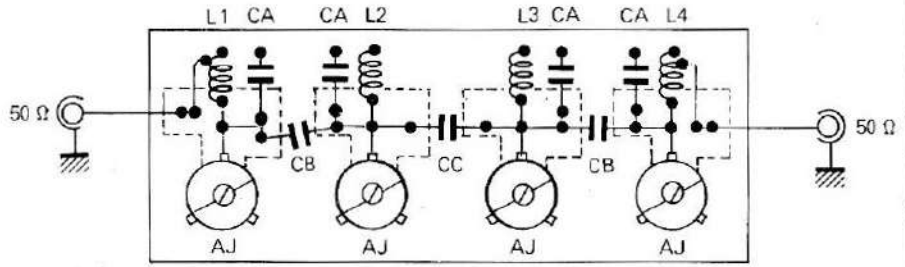
Un dernier conseil pour le montage mécanique: il est impératif de mettre à la masse par des frotteurs ou des lames de chrysocal (bronze au béryllium) le sabre du commutateur de gammes si l'on ne veut pas que les caractéristiques du filtre soient dégradées par le couplage qu'il risque de provoquer entre les galettes.

Un petit circuit imprimé figures 5 et 6 réunit les composants et peut se fixer entre les galettes du commutateur.

Monsieur LABOURIE a effectué de son côté des mesures sur les filtres réalisés à partir des kits. Cela donne:

Bande	Perte	Fmin – 3 dB	Fmin – 1 dB	Fmax – 1 dB	Fmax – 3 dB
80 m	1,0 dB	3,46	3,50	3,79	3,83
40 m	1,5 dB	6,88	6,91	7,29	7,31
30 m	2,5 dB	10,00	10,04	10,36	10,39
20 m	1,0 dB	13,55	13,64	14,51	14,61
17 m	4,0 dB	17,89	17,92	18,48	18,54
15 m	1,5 dB	20,54	20,64	21,91	22,00
12 m	2,0 dB	23,79	23,87	25,54	25,65
10 m	3,0 dB	27,68	27,72	29,70	29,77

La réjection hors bande n'a pu être mesurée car trop élevée, mais elle est pour le moins supérieure à 50 dB.



Vu côté EPOXY

Figure 5

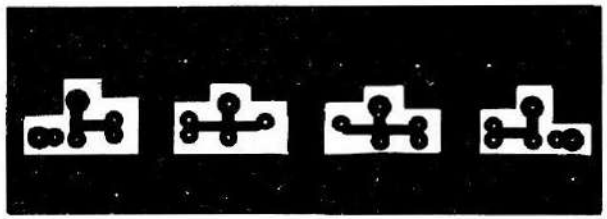


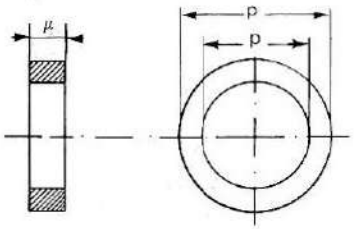
Figure 6

CARACTERISTIQUES DES TORES UTILISES

(d'après notice d'application Téléfunken)

Inductance spécifique ou AL sert au calcul du nombre de spires en fonction de l'inductance L. Cette valeur est le nombre guide magnétique d'un matériau en ferrite et indique l'inductance correspondant pour un nombre de spires N = 1. Attention: le AL est exprimé en nH.

$$AL = \frac{L}{N^2} \Rightarrow N^2 = \frac{L}{AL} \Rightarrow N = \sqrt{\frac{L}{AL}}$$



Tore R10 M8 de chez Téléfunken
μi = 15 – couleur violet – AL en nH = 12
di = 4,65 – da = 10 – h = 4,5

L'élément suivant dans la chaîne de réception est le mélangeur, puisque nous avons vu qu'aucun étage HF n'était nécessaire, tout au moins sur les bandes décamétriques.

LE MELANGEUR

Actif ou passif ? Le choix est difficile car les deux versions ont chacune leurs avantages et leurs inconvénients. Le mélangeur à diodes Schottky, comme le MD108, SB303 ou autres SBL1 est séduisant car il est bidirectionnel, et pourra donc servir également en émission. De plus, le facteur de bruit est faible, de l'ordre de 6 à 8 dB (on notera que dans ce genre de mélangeur passif, le facteur de bruit est à peu près identique à la perte d'insertion). Par contre, comme nous l'avons déjà vu dans le chapître consacré aux mélangeurs d'émission, les impédances «vues» par ce composant sur ses différentes portes doivent être de 50 ohms. Or il se trouve que lors de l'attaque d'un filtre à quartz par liaison directe, le ROS est très important en dehors de la bande passante, ce qui risque de dégrader énormément les performances du mélangeur.

D'un autre côté, les mélangeurs actifs à transistors à effet de champ comme celui de la figure 7 ont un gain de conversion réel, un facteur de bruit acceptable. Par contre, leur dynamique est moins grande que celle d'un pont de diodes Schottky, et ils sont également sensibles à la variation d'impédance provoquée par le filtre à quartz dans le circuit de drain.

Dans les deux cas, il est nécessaire d'interposer entre le mélangeur et le filtre à quartz un élément ayant du gain, un ROS faible et une grande tenue aux signaux forts. La meilleure solution consiste à utiliser un transistor FET d'une certaine puissance comme les U310, CP643, P8000: en «gate commune», ils présentent une impédance d'entrée très voisine de 50 ohms si le courant de drain est situé aux alentours de 30

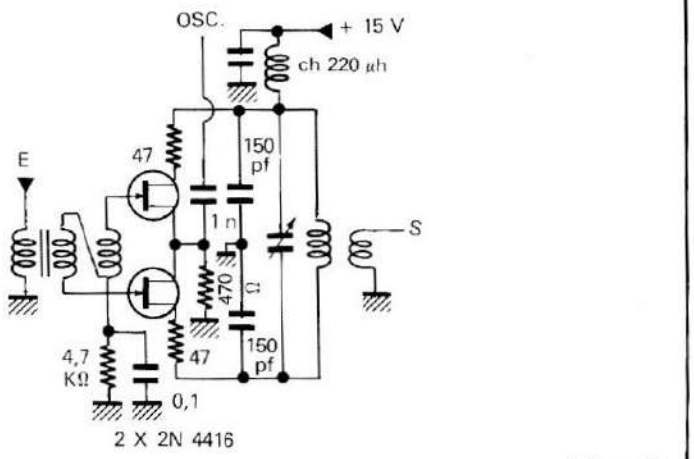


Figure 7

milliampères –figure 8–. Alors... actif ou passif ? Le gain de chaque ensemble donne la solution: il sera suffisant avec un mélangeur à diodes et un peu trop élevé avec un mélangeur actif, que nous laisserons de côté pour le moment, bien que les nouveaux composants «V»MOS et circuits intégrés SL6440 Plessey offrent des solutions prometteuses.

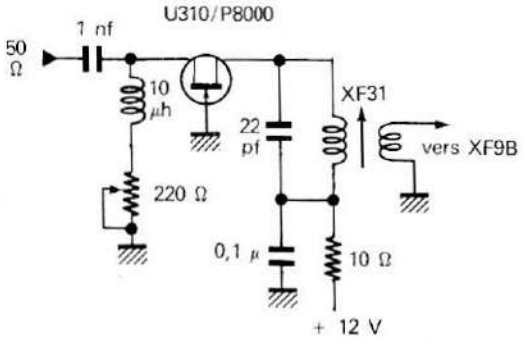


Figure 8

L'AMPLIFICATEUR MF

Il est l'un des éléments les plus critiques du récepteur. En effet, les étages qui le précédent ayant un gain très faible, il est soumis à des contraintes très importantes car de lui vont dépendre la sélectivité et la sensibilité du récepteur.

Le gain doit être au moins de 80 dB, le bruit très faible afin d'obtenir une sensibilité convenable, de l'ordre de 0,3 µV pour 10 dB (S + B) / B compte tenu des pertes dans le filtre à quartz, et la commande automatique de gain doit pouvoir compenser les variations de 100 dB au minimum du signal d'entrée.

Tout cela n'est pas aisé à contrôler et de nombreux essais ont été effectués avec des transistors discrets et des circuits intégrés donnant lieu à des résultats assez médiocres. Une solution très satisfaisante résulte de l'utilisation de transistors MOS-FET double porte, dont le facteur de bruit est très faible et la dynamique de commande de gain très importante, pour peu que l'on prenne soin de fixer le potentiel de source de façon convenable à l'aide d'une diode zener de 2,1 volts ou de trois diodes au silicium. Dans ces conditions, la tension source-drain reste relativement constante lors des variations de courant provoquées par le circuit de commande automatique de gain et, de plus, le potentiel de la gate No 2 peut descendre en dessous de la tension de source, ce qui augmente d'autant l'efficacité de la C.A.G.. Les transistors FET à utiliser peuvent être des 3N204, 3N211, BF900, BF905, sans grosses variations des caractéristiques et le circuit élémentaire est donné figure 9. On pendra soin de régler le courant de l'étage à 10 milliampères par sélection des résistances de 10 kΩ et

22 kΩ (le courant augmente lorsque l'on diminue la 10 kΩ ou l'on augmente la 20 kΩ et vice versa), le tout avec une tension de G2 fixée à 7 volts. On se trouve alors dans une zone de caractéristiques optimales. Dans ces conditions, et pour une fréquence de 9 MHz, classique dans les récepteurs actuels, le gain est d'environ 30 dB et la dynamique de C.A.G. de 40 dB. Pour obtenir un ensemble convenable, il faudra donc monter un amplificateur moyenne fréquence comportant trois étages identiques.

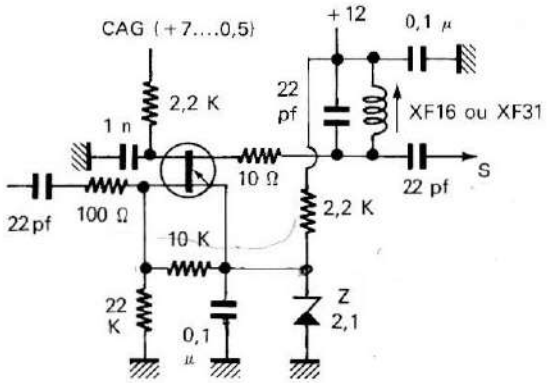


Figure 9

LA DETECTION

Cette détection est un peu particulière dans le cas d'un signal en bande latérale unique: elle se fait par battement ou changement de fréquence MF/BF, afin de restituer la porteuse supprimée en émission par mélange avec un oscillateur appelé B.F.O. (beat frequency oscillator).

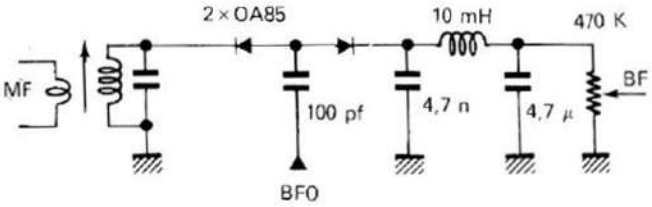


Figure 10

Ce mélange, ou détecteur de produit, peut s'effectuer de nombreuses façons: tout simplement à l'aide de deux diodes –figure 10–, d'un transistor simple ou double porte –figures 11 et 12–, d'un mélangeur genre MD108 ou CB303 –figure 13–, ou de divers circuits intégrés comme le SO42P de Siemens –figure 14–.

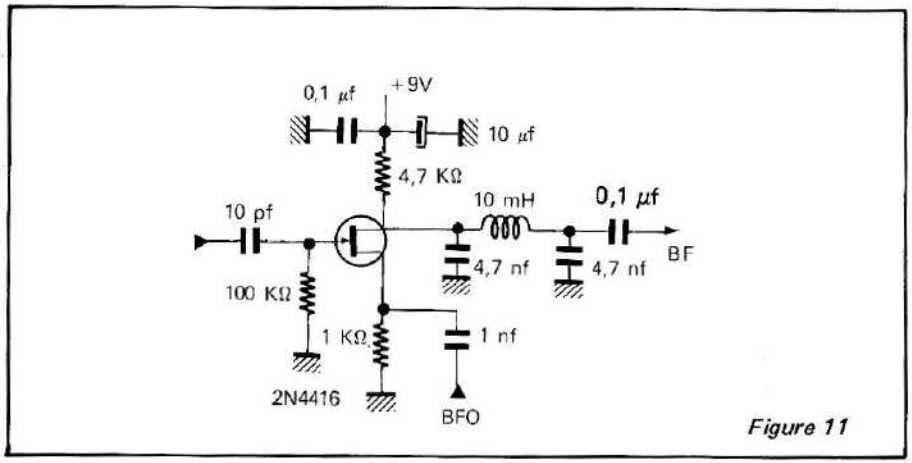


Figure 11

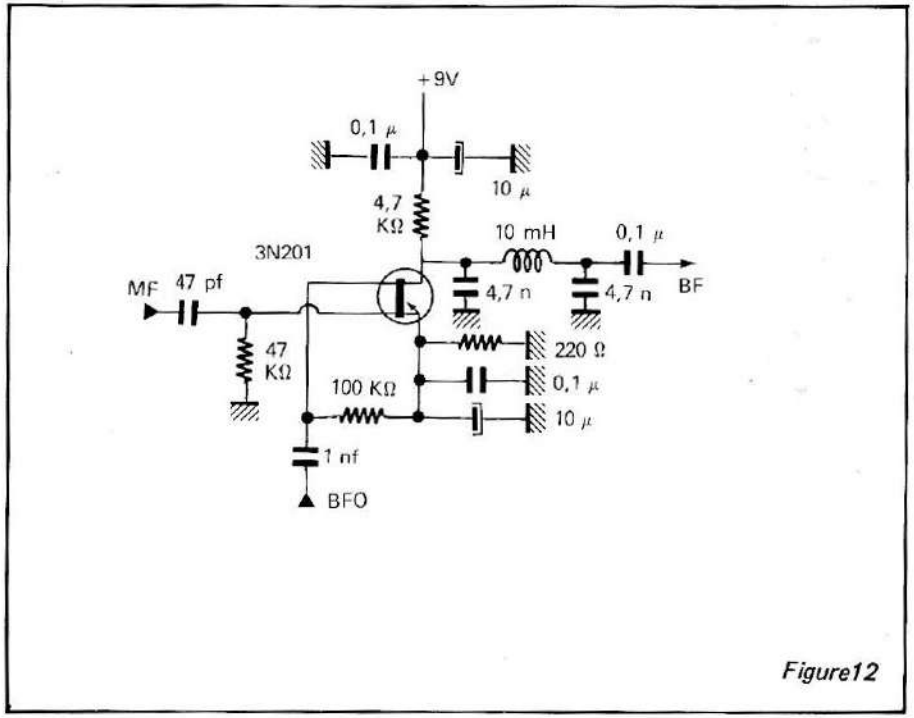


Figure12

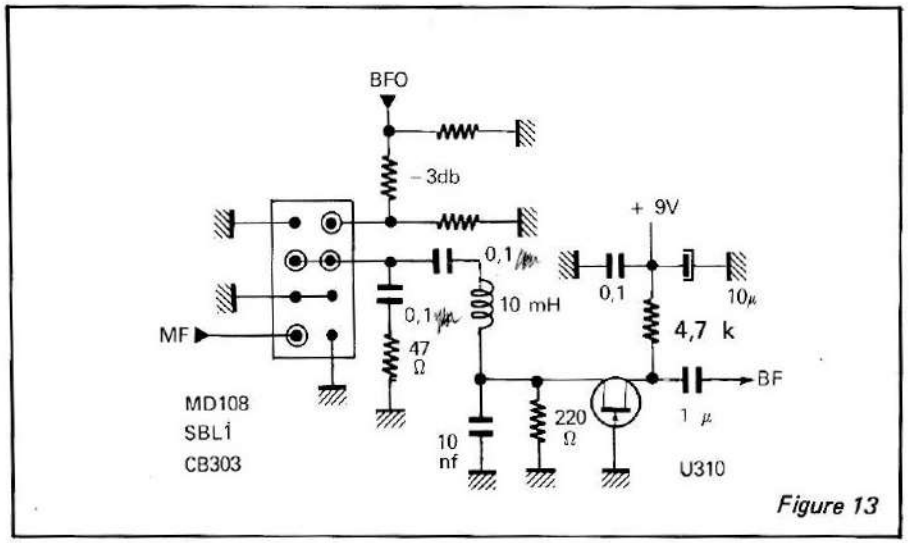


Figure 13

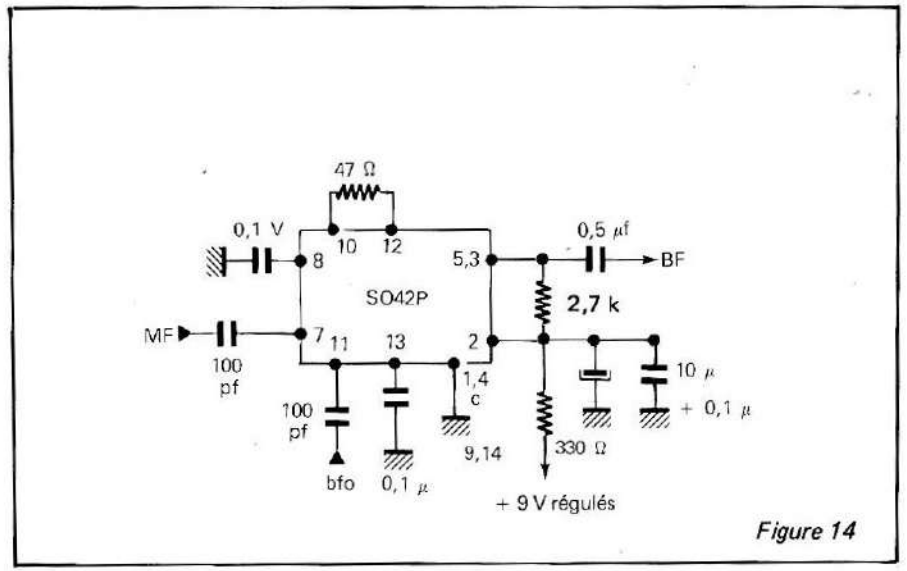


Figure 14

LA COMMANDE AUTOMATIQUE DE GAIN

Partie très importante du récepteur, elle doit être conçue d'une façon spéciale. En effet, une émission en bande latérale unique ne possède pas de porteuse, et le signal est directement fonction de l'amplitude de la parole. La C.A.G. doit avoir une réponse quasi immédiate afin d'abaisser le gain du récepteur à la valeur correcte dès l'apparition d'un signal vocal. Cette réponse ne doit pas être trop rapide cependant, afin d'éviter que le moindre parasite ne soit pris en compte comme un signal et ne bloque le récepteur par une trop grande réduction de gain. Un temps de montée (ou de «capture») d'environ

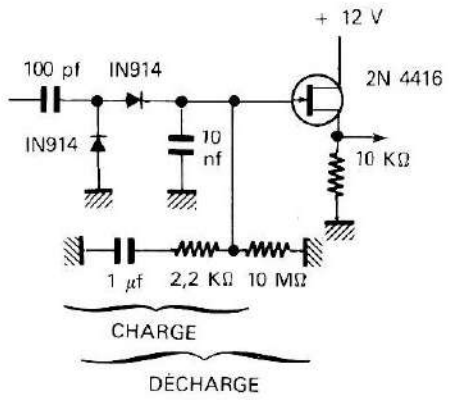


Figure 15

20 millisecondes est convenable. Il est également désirable d'avoir un gain relativement constant lors du message reçu et un temps de descente (le récepteur recouvre sa sensibilité maximum) pas trop court, afin d'éviter un effet de «pompage» désagréable entre deux mots. Une valeur de 1/2 à 1 seconde semble correcte dans la majorité des cas.

Comment va fonctionner ce système ? Très simplement: on prélève une fraction du signal issu de l'amplificateur moyenne fréquence et on le détecte à l'aide de deux diodes afin de charger un condensateur réservoir.

Afin que la charge ne s'effectue pas trop vite, on insère une résistance série de quelques milliers d'ohms dans le circuit de charge. Lors d'une pause dans la transmission, le condensateur se décharge lentement dans la résistance de 10 mégohms et détermine le temps de recouvrement de gain de l'amplificateur moyenne fréquence commandé –figure 15–.

Le transistor à effet de champ 2N4416 sert uniquement à isoler le circuit de charge et décharge du reste du circuit de commande, qui comporte un amplificateur opérationnel µA741 dont le rôle n'est que d'amplifier à une valeur convenable la tension de commande –figure 16–. Le potentiomètre de 10 kΩ permet d'ajuster la tension de sortie à plus 7 volts en l'absence de signal.

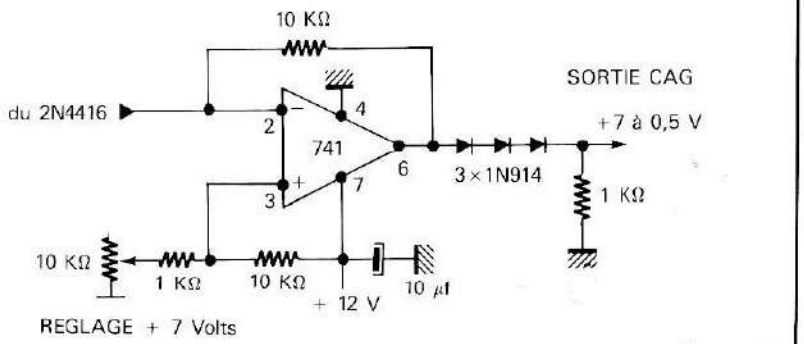


Figure 16

L'AMPLIFICATEUR BASSE FREQUENCE

On n'a que l'embarras du choix devant les multiples circuits intégrés disponibles dans le commerce. Mon préféré (actuellement) est le TDA2002 qui donne un gain et une puissance de sortie importants. Le schéma figure 17 se passe de commentaires. Il y a cependant une précaution importante à prendre: lors des appels de courant d'alimentation, si la charge est de trop basse impédance ou bien inductive, il arrive que le circuit intégré «module» la tension d'alimentation, entraînant des distorsions ou des accrochages.

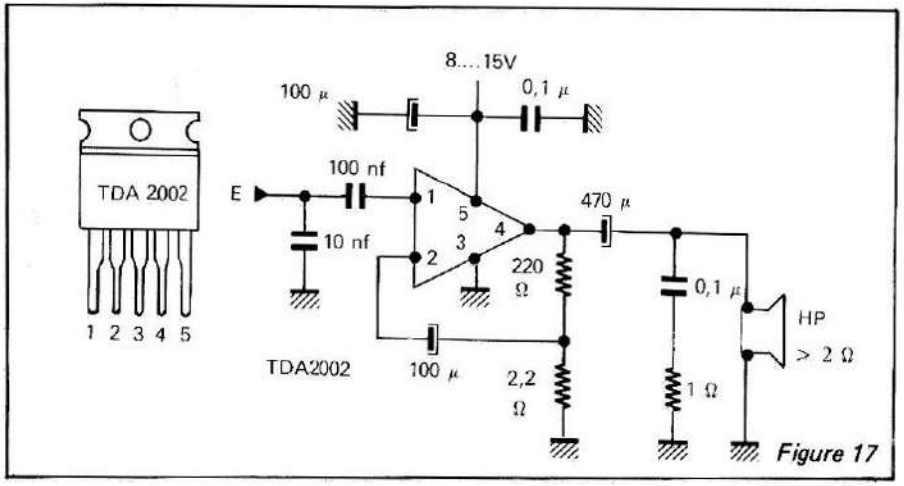


Figure 17

Une solution consiste à alimenter cet amplificateur basse fréquence à l'aide d'un régulateur de tension séparé du reste du montage, ou bien de fabriquer un régulateur accessoire à l'aide d'un transistor PNP dont le Vce sat est faible –figure 18–. Ce dernier montage est surtout utile si l'on veut s'alimenter à partir d'une batterie.

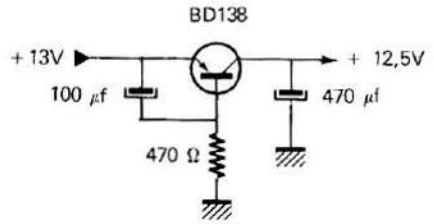


Figure 18

TROISIEME PARTIE

REALISATION D'UN TRANSCEIVER

Après avoir vu en détail les divers éléments d'un émetteur et d'un récepteur à bande latérale unique, passons à un exemple concrêt: la réalisation d'un ensemble assez complet comportant cinq bandes décamétriques, 3,5 - 7 - 14 - 21 - 28 MHz et que l'on peut assez facilement modifier pour couvrir 10 - 18 et 24 MHz.

Cet ensemble a été longuement «mûri» et déjà plusieurs exemplaires fonctionnent. Leurs performances n'ont rien à envier à celles des réalisations commerciales et leur construction n'est ni facile, ni très bon marché, mais n'est-ce pas là la finalité de chacun de pouvoir trafiquer avec un appareil construit par ses mains et dont les différents circuits n'ont plus de secret !

Les composants utilisés sont standards et peuvent se trouver dans pratiquement toutes les boutiques bien achalandées. Cependant, la société BERIC a fait un très gros effort consistant à rassembler les différentes pièces, les circuits imprimés, les documentations, ainsi que l'apport d'un laboratoire bien équipé dans lequel on remédie aux petits problèmes bien compréhensibles pour un ensemble complexe pas toujours réalisé de façon académique !

De quoi se compose l'objet ? Il s'agit d'un «transceiver» dont certaines parties sont communes à l'émission et à la réception: les VFO, le mélangeur, les filtres de bande, l'oscillateur 9 MHz (BFO), un des deux filtres à quartz. Nous trouvons également une platine moyenne fréquence comprenant son circuit de commande automatique de gain, un ensemble générateur B.L.U. sur 9 MHz pour l'émission, ainsi qu'une platine de commande permettant de disposer des différentes fonctions émission-réception, d'un contrôle local en télégraphie avec semi break-in. Il ne manque que l'amplificateur BF pour le

récepteur ainsi que les amplis de puissance de l'émetteur. Cela est dû à une très mauvaise reproductibilité des transformateurs à large bande de l'amplificateur suivant le mélangeur, mais vous pouvez toujours vous inspirer de celui décrit à la fin du chapître consacré à l'émission, ou bien extraire d'une revue un montage qui vous paraît sérieux, comme le transceiver «Super KCM Digital» décrit par Monsieur JAMET F1BAE dans les revues «ONDES COURTES INFORMATIONS» et «Radio REF».

Commencons par les oscillateurs variables (VFO).

Leur stabilité doit être exemplaire, et seuls les montages CLAPP série et parallèle associés à un condensateur variable à cinq cages de très bonne qualité ont donné de bons résultats. Pourquoi un condensateur variable à cinq cages ? Tout simplement parce que nous avons voulu éviter à tout prix de commuter les circuits d'accord, et nous avons réalisé... quatre VFO couvrant:

- 5 à 5,5 MHz: bandes 3,5 et 14 MHz
- 16 à 16,2 MHz: bande 7 MHz
- 12 à 12,5 MHz: bande 21 MHz
- 19 à 20 MHz: bande 28 MHz.

La valeur de chaque cage est de 10 à 35 pF + ajustable air de 10 pF.

Cette solution un peu luxueuse simplifie tellement les problèmes mécaniques tout en offrant une grande facilité de réglage et une bonne stabilité, que nous n'avons pas hésité.

Chaque oscillateur est suivi de deux étages tampons, munis d'un filtre passe-bas. La variation de l'amplitude de sortie sur toute la gamme reste acceptable puisqu'elle est de l'ordre de 1,5 dB en moyenne. Il est recommandé d'alimenter l'ensemble sous une tension parfaitement stabilisée. Il ne faut en aucun cas utiliser une simple diode zener car le coefficient de stabilisation est nettement insuffisant et, de plus, le bruit rapporté sur l'alimentation dégrade nettement les performances de l'oscillateur. Pour le montage, les précautions habituelles (blindages, construction très robuste) sont à observer et la stabilité ne peut être garantie que par l'utilisation de composants de bonne qualité: mandrins en trolytul plein et condensateurs styroflex.

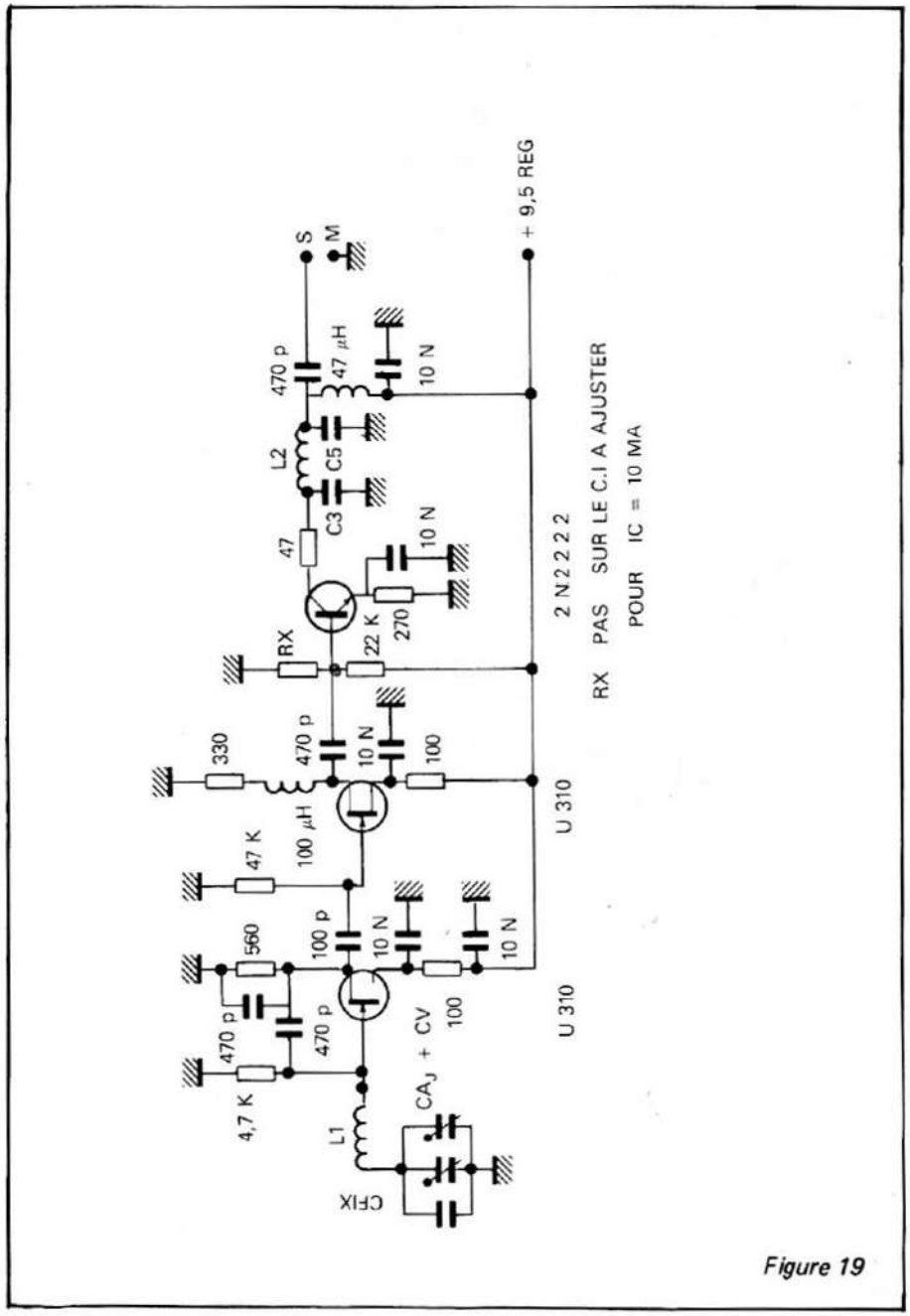


Figure 19

Le schéma figure 19 n'appelle que peu de commentaires. On notera que la résistance de polarisation du 2N2222: Rx est à ajuster pour un courant collecteur de 10 milliampères.

Le circuit imprimé figure 20 est réalisé en simple face et se câble selon la figure 21. Les composants déterminant la fréquence ainsi que le filtre passe-bas de sortie sont détaillés figure 23. Le condensateur variable utilisé peut sembler bien imposant à notre époque de miniaturisation poussée, mais il a l'avantage d'être robuste, stable, de posséder un démultiplicateur au 1/30ème et... d'être disponible.

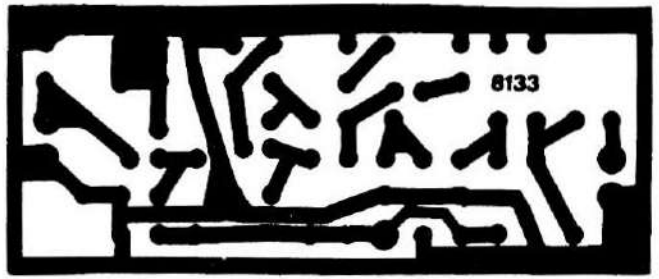


Figure 20

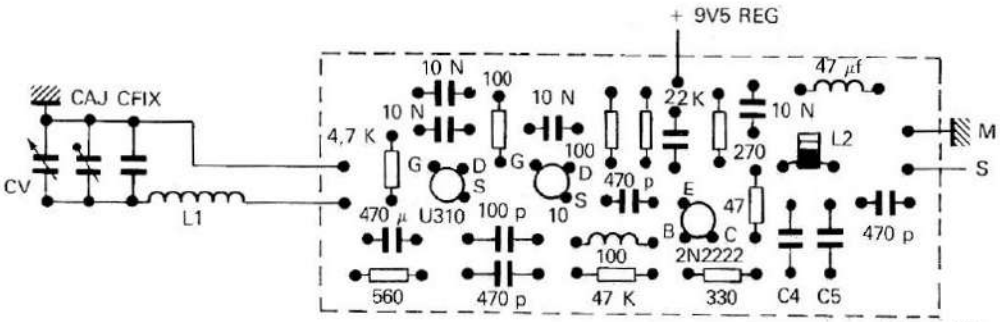


Figure 21

Les selfs d'accord sont réalisées à spires jointives de fil 6/10ème sur un mandrin de 12 mm. Les selfs du filtre passe-bas sont réalisées sur des tores Téléfunken R8 M7 (couleur orange) selon le nombre de spires du tableau figure 22 en fil de diamètre 6/10ème également. On veillera à répartir le fil de façon harmonieuse autour du tore.

Bande	µH	Spires
3,5/14	3,9	13
7	1,3	8
21	1,7	9
28	1,1	7

Figure 22

COUVERTURE DE HUIT BANDES AMATEURS

Toutes les capacités utilisées sont au mica et à 5%. Les relais sont des «Celduc» DIL 1 RT/5 V soudés directement sur le chassis.

Caractéristiques des VFO:

a) Stabilité:

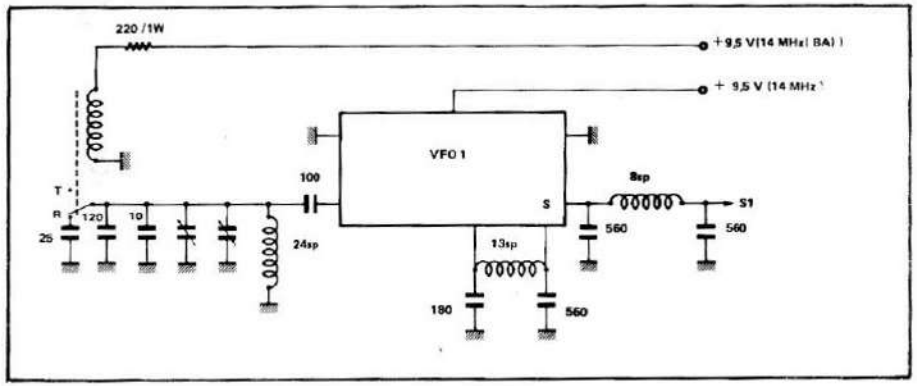
- VFO 1 ⩽ 80 Hz
- VFO 2 ⩽ 150 Hz
- VFO 3 & VFO 4 ⩽ 200 Hz
- VFO 5 ⩽ 300 Hz.

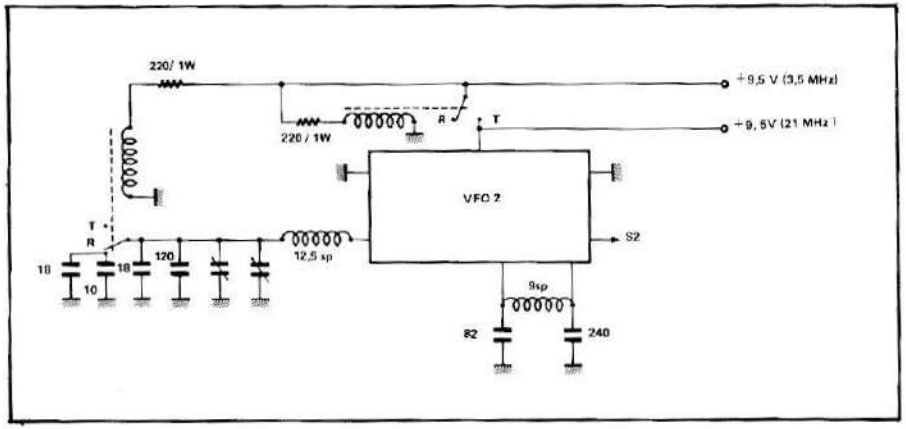
b) Puissance:

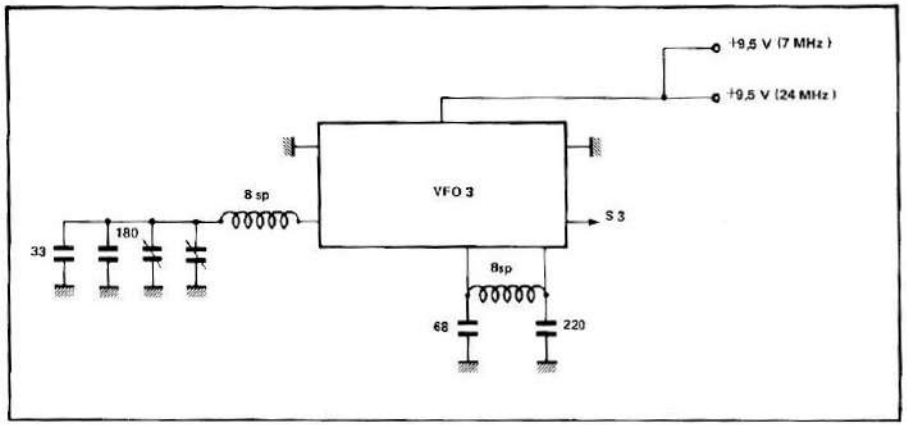
environ 10 mW sur 50 Ω.

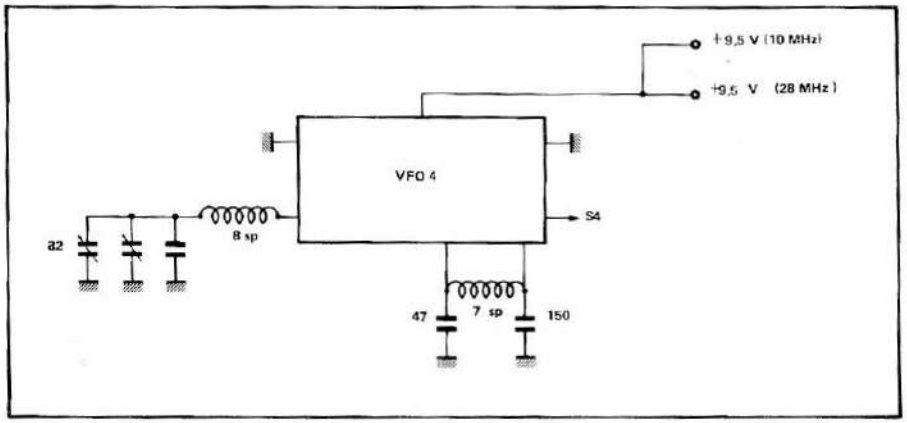
c) Fréquences:

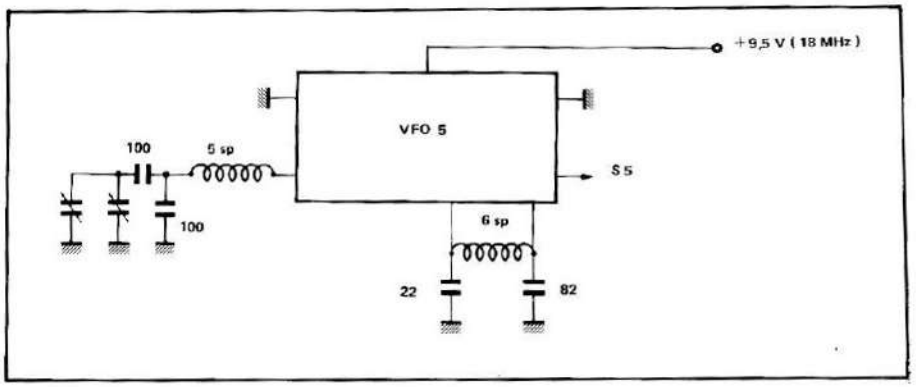
* : indique les relais en position travail.

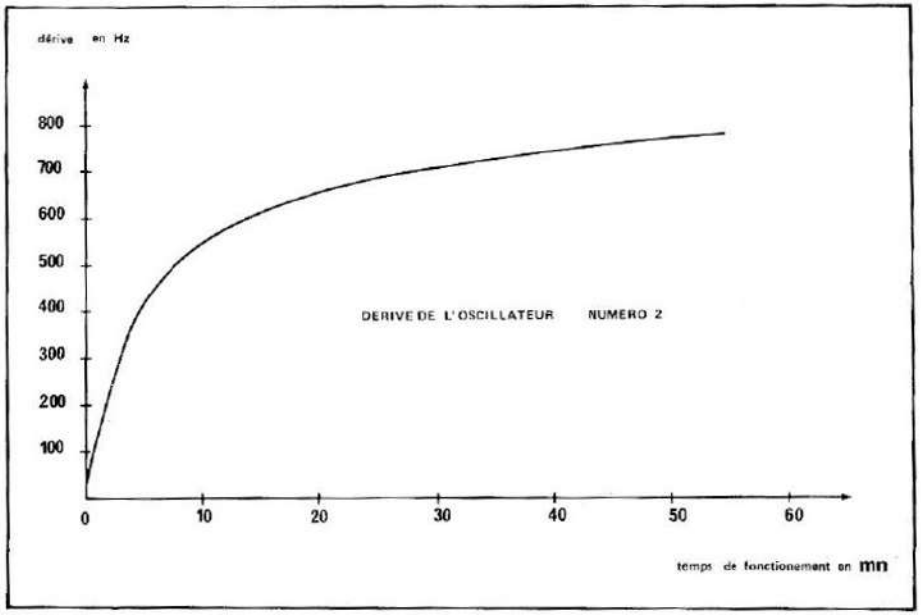



220/ 1W
+9,5 V (3,5 MHz)
220 / 1W
R
T
+9, 5V (21 MHz)
VFO 2
S2
T
R
18
10
18
120
12,5 sp
9sp
82
240


+9,5 V (7 MHz)
+9,5 V (24 MHz)
VFO 3
S 3
8 sp
33
180
8sp
68
220


+9,5 V (10 MHz)
+9,5 V (28 MHz)
VFO 4
S4
8 sp
82
47
7 sp
150


+9,5 V (18 MHz)
VFO 5
S 5
100
5 sp
100
6 sp
22
82


dérive en Hz
800
700
600
500
400
300
200
100
0
10
20
30
40
50
60
DERIVE DE L'OSCILLATEUR NUMERO 2
temps de fonctionement en mn

COUVERTURE RESULTANTE 9 (VFO +FILTRES)
A (A 3db).

BANDES	Fmin	Fmax
80 m	3,46	3,83
40 m	6,88	7,22
30 m	10,00	10,39
20 m	13,98	14,52
17 m	17,96	18,54
15 m	20,98	21,48
12 m	24,74	25,22
10 m	27,98	29,76

NB: on peut facilement couvrir la gamme 21,31 – 21,93 en installant un commutateur

VFO	Fréquences VFO		Couvertures correspondantes		Bande
	Fmin	Fmax	Fmin	Fmax	
1	4,98	5,28	13,98	14,28	20 m
1 *	5,18	5,52	14,18	14,52	20 m
2	11,98	12,48	20,98	21,48	15 m
2 *	12,31	12,93	3,31	3,93	80 m
3	15,74	16,22	6,74	7,22	40 m
3	15,74	16,22	24,74	25,22	12 m
4	18,98	20,76	27,98	29,76	10 m
4	18,98	20,76	9,98	11,76	30 m
5	26,96	28,24	17,96	19,24	17 m

LE MELANGEUR EMISSION ET RECEPTION

Ce mélangeur est passif: un pont de diodes Schottky et deux tores contenus dans un boîtier miniature simplifient énormément la réalisation. On peut utiliser sans modifications MD108, CB303, SBL1, SRA1H. Le brochage est le même pour tous les modèles et seuls les numéros portés sur le boîtier varient selon les fabricants... curieuse idée !

Le mélangeur est commun à l'émission et à la réception. La seule commutation reste l'insertion soit d'un amplificateur à U310 avant le filtre à quartz en réception, soit d'un étage driver 9 MHz en émission. Le schéma de la figure 24 est plus explicite que de longs discours. Les selfs L1 et L2 résonnent sur 9 MHz. L1 comporte 30 tours de fil émaillé 10/100 ème et L2 20 tours du même fil, jointifs, sur un mandrin de diamètre 5 mm muni d'un noyau.

Le circuit imprimé est réalisé en double face avec un plan de masse important côté composants dans lequel on fraise le passage des fils. Le côté soudure est représenté figure 25.

La figure 26 donne l'implantation des différents composants.

Le mélangeur peut sembler monté de façon assez peu orthodoxe, avec injection des signaux HF sur les broches 3 et 7. La raison en est simple: les trois portes peuvent être utilisées dans un ordre presque quelconque sans inconvénients majeurs, et comme seule la porte «IF» passe de 0 à 500 MHz, c'est elle qui donnera les meillleurs résultats sur les bandes basses: 1,8 et 3,5 MHz.

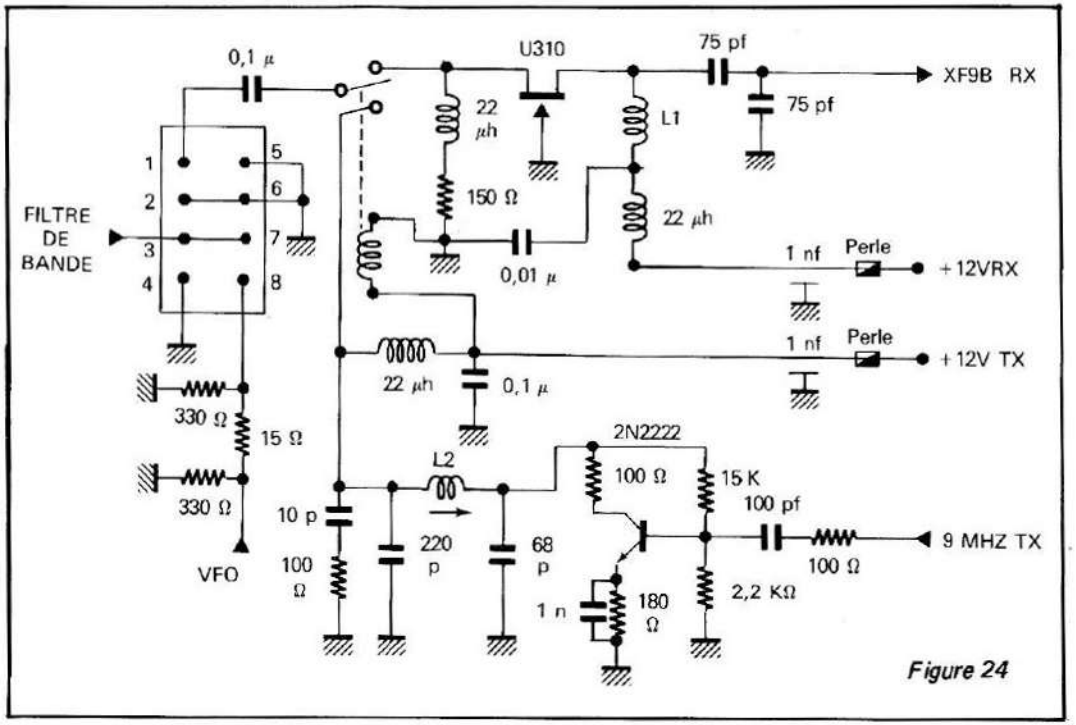


Figure 24

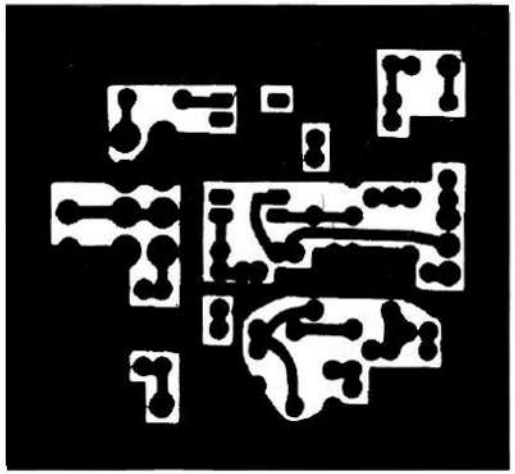


Figure 25

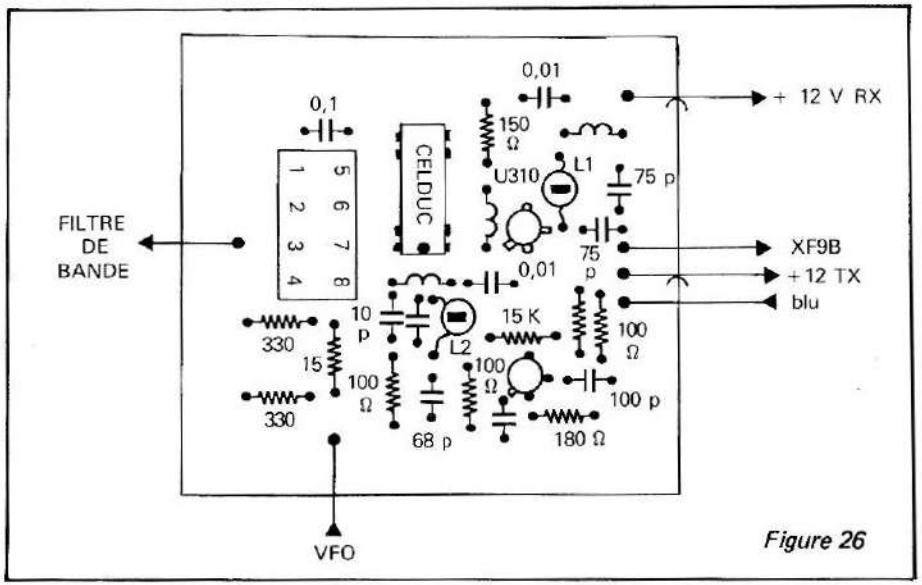
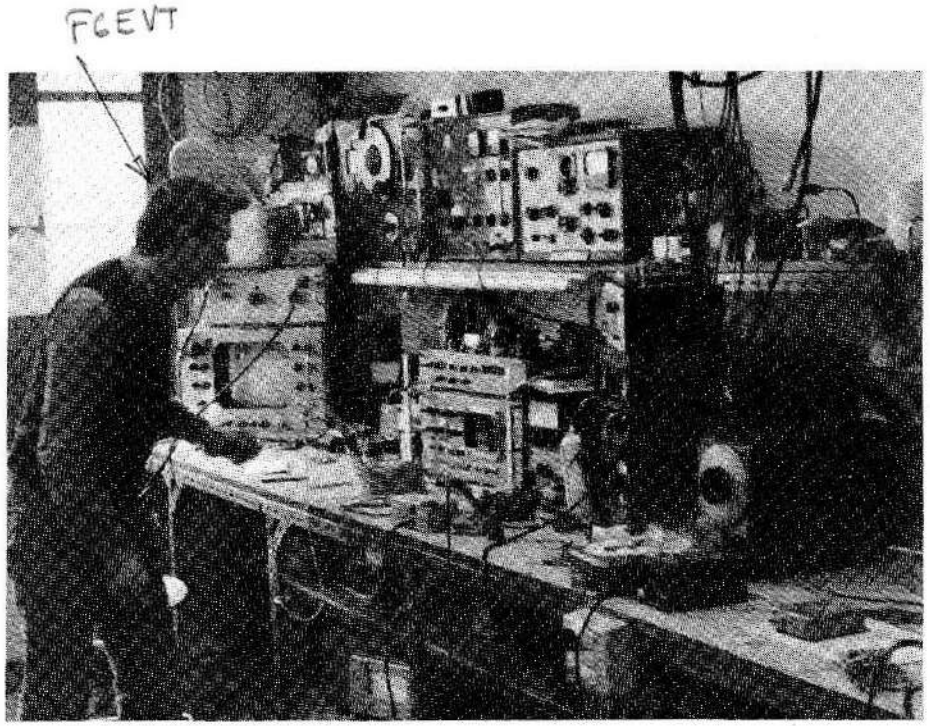


Figure 26



L'AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE EMISSION

Que demande-t-on à un amplificateur linéaire de ce type ?

1. D'avoir du gain

En effet, les mélangeurs à diodes Schottky délivrent, en émission, de 0,1 à 0,3 milliwatts crête avec une intermodulation convenable. Cette puissance, très faible, doit être portée dans un premier temps à quelques watts, quitte à monter à la suite un deuxième amplificateur pour obtenir une centaine de watts. Si l'on se fixe 0,3 milliwatts de puissance d'entrée, le gain, pour «sortir 5 watts», doit être d'au moins 42 dB.

2. D'être linéaire

Par essence même, un amplificateur dit «linéaire» doit transmettre, sans modifications autres que la puissance, tout signal appliqué à son entrée.

La classe A utilisée ici répond au mieux à ce critère. On notera que la puissance obtenue est une limite d'utilisation de la classe A car, jusqu'à 10 watts, le rendement puissance de sortie à puissance d'alimentation importe peu alors qu'au delà de 10 watts, la consommation devient trop importante de façon permanente et oblige à un changement de classe d'amplification fournissant plus de puissance de sortie et moins de calories !

3. D'être «plat»

Les bandes amateurs en ondes courtes s'étendent de 1,8 à 29,7 MHz. L'amplificateur doit donc avoir une bande passante suffisante pour transmettre l'étendue de ce spectre sans trop de variation de gain. La correction se faisant par des contre-réactions, la différence de gain de 1,8 à 30 MHz ne dépasse pas 3 dB.

Examinons le schéma de la figure 27. Un gain de cette importance nécessite la mise en œuvre de 2 étages. Chacun d'eux devra délivrer environ 20 dB. Afin de ne pas avoir de problèmes de bande passante, nous utiliserons des transistors dont la fréquence de transition est très élevée et la linéarisation des fréquences se fera par le jeu de contre-réactions. Celles-ci sont de 2 ordres:

- contre-réaction d'émetteur;
- contre-réaction collecteur-base.

Le premier étage. On utilise un 2N3866, bien connu des amateurs de VHF et UHF. Son gain est fixé aux alentours de 23 dB à mi-bande par la résistance de 4,7 ohms **non découplée** et le réseau T1 et résistance collecteur-base de 560 ohms.

Le courant de repos est d'environ 55 milliampères. Dans ces conditions, l'impédance d'entrée est voisine de 50 ohms et l'impédance «vue» par le collecteur de 200 ohms.

Un transformateur à large bande T1 de rapport 4/1 adapte la sortie à 50 ohms. Ce transformateur est bobiné sur un tore de ferrite à haute perméabilité Siemens R6,3 N30, et comporte 8 spires bifilaires régulièrement espacées sur l'ensemble du tore.

Le 2N3866 peut être remplacé par un 2N5109 ou un 2N4427. Il suffit de rétablir le courant de repos, de l'ordre de 50 à 60 milliampères, à l'aide de la résistance d'émetteur.

L'étage final. On utilise un transistor VHF de puissance moyenne, fonctionnant en classe A. Le courant collecteur est le même avec ou sans excitation (par théorie). Le gain est très élevé et le rendement franchement mauvais, mais cela n'a que peu d'importance car la puissance dissipée en permanence, une dizaine de watts, reste raisonnable. De plus, il ne se produit pas d'à-coups sur l'alimentation lors des pointes de parole, ce qui est un avantage supplémentaire.

Les impédances sont beaucoup plus basses que dans l'étage précédent et les transformateurs T2 et T3, réalisés sur des grosses ferrites à 2 trous, permettent une adaptation correcte en 50 ohms.

La bande passante est relativement plate grâce à 2 contre-réactions:

- base-collecteur comprenant une self de 4,7 µH et une résistance de 50 ohms. Cette contre-réaction a d'autant plus d'influence que la fréquence est basse pour compenser la décroissance de 6 dB/octave théorique du transistor.

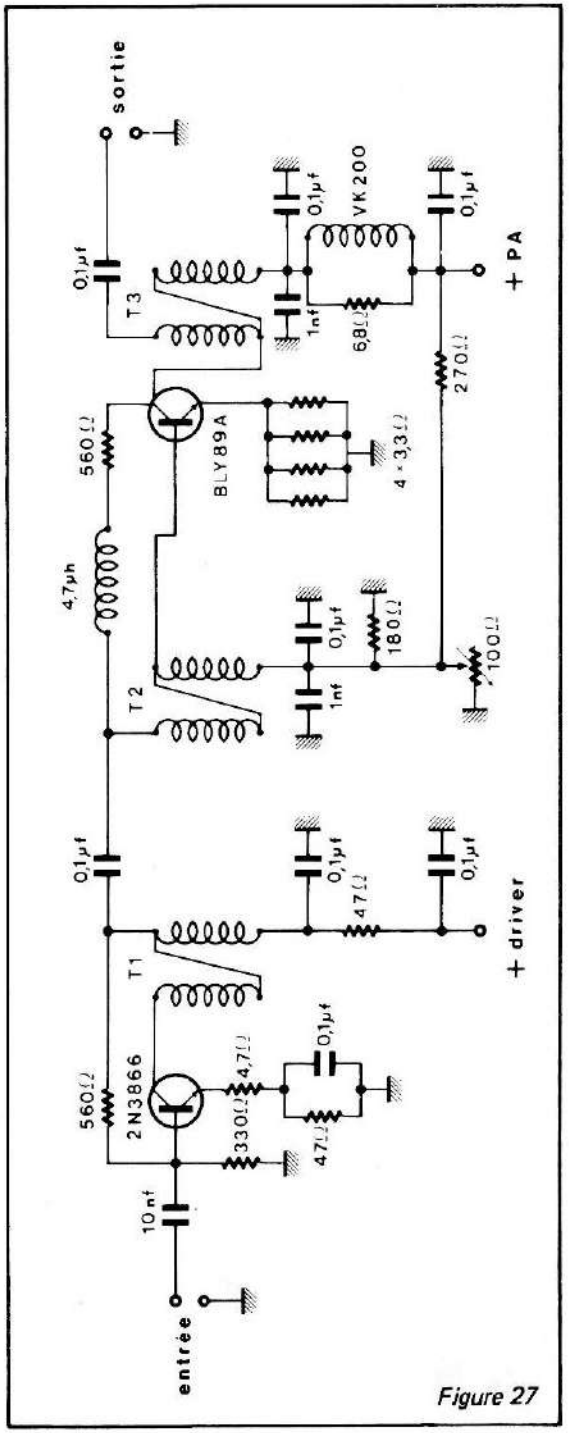
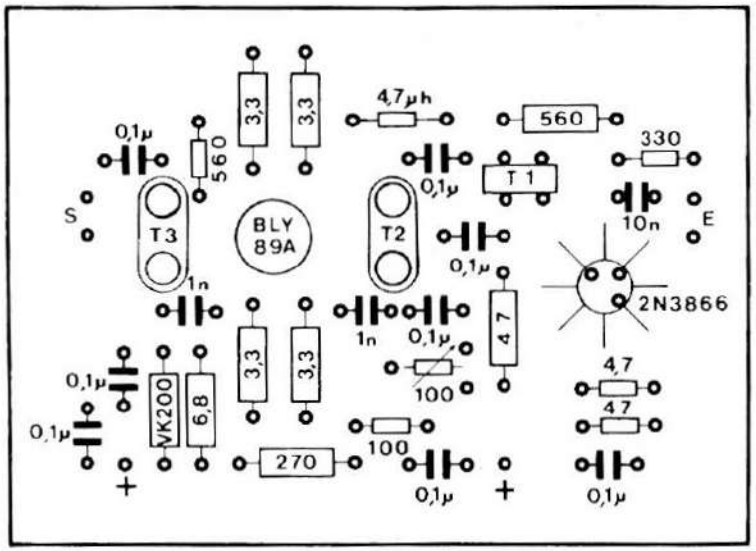
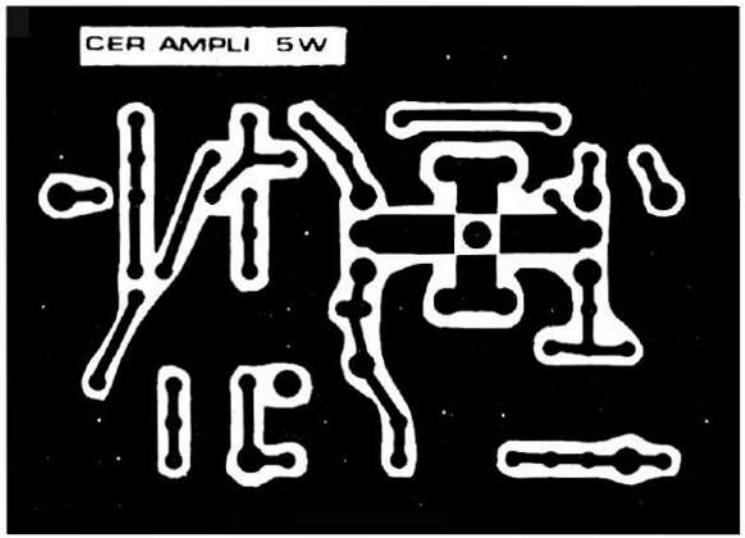


Figure 27





– résistances d'émetteur non découplées: 4 résistances de 3,3 ohms. De plus, ces résistances d'émetteur évitent l'emballement thermique du transistor. Comme le courant collecteur est constant, il n'y a pas besoin d'un système évolué pour la polarisation de la base, et un simple pont résistif, incluant un potentiomètre de 100 ohms, permet de régler le courant de repos.

Réalisation. L'amplificateur est réalisé sur un circuit imprimé simple face comportant toutefois un maximum de plan de masse. Tout est câblé de façon conventionnelle sur la face supérieure du circuit, sauf le transistor final qui est placé entre la face cuivrée et le radiateur.

On commence par s'assurer que, mécaniquement, le radiateur et le circuit imprimé tombent «en face» par un premier montage avec vis et écrous, mais sans soudures, sur le radiateur que l'on a choisi et percé avec soin. La figure 28 en dit plus qu'un long discours.

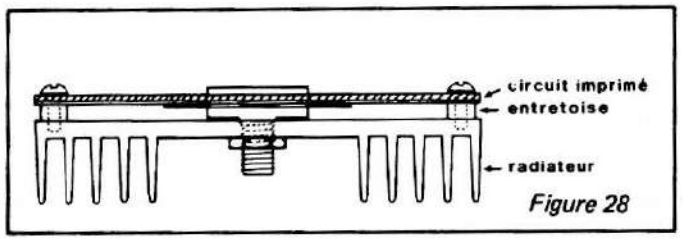


Figure 28

Personnellement, j'utilise un radiateur en alu de 8 x 10 cm, avec des ailettes sur une seule face.

Une fois ces basses considérations mécaniques résolues, on passe au câblage proprement dit. On peut commencer par l'ensemble des résistances et condensateurs, puis les transistors et, en dernier, les transformateurs. Ceux-ci sont de fabrication un peu délicate et l'on se reportera à la figure 29 pour plus de détails.

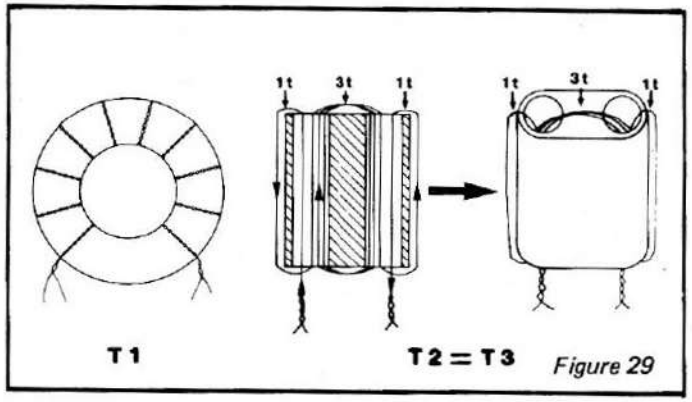


Figure 29

Ceci fait, on place un petit dissipateur à ailettes sur le 2N3866. On fixe le circuit imprimé au radiateur à l'aide de 4 vis de ø 3 mm et du boulon du transistor de puissance et... il ne reste plus qu'à essayer.

T1: tore R6,3 N30, 8 tours bifilaires, fil 3 à 5/10ème; bien repérer les fils;

T2 = T3: 5 tours bifilaires sur ferrite 2 trous 7 x 14 x 14. Fil 5 à 8/10ème; on commence et on finit par un tour à l'extérieur de la ferrite.

Réglages. On vérifie le sens des branchements. On place le curseur du potentiomètre de 100 ohms vers la masse et... on injecte du 12 volts sur le 2N3866 par l'intermédiaire d'un contrôleur. Le courant doit s'établir aux environs de 55 mA (±10 %).

On débranche l'alimentation du premier transistor et on passe au final. On doit lire également une soixantaine de milliampères sur le contrôleur. Ce courant est celui qui passe dans le pont de base. On tourne ensuite le potentiomètre jusqu'à obtenir entre 600 mA et 800 mA. On laisse «chauffer» un moment: le courant ne doit pas augmenter de lui même et rester stable. Si ce n'est pas le cas, il ne peut s'agir que d'une seule chose: mauvais contact thermique entre le radiateur et le transistor, ou le radiateur trop petit ! Mais comme les amateurs voient «large», ce cas ne doit pas se produire !

Ici s'arrêtent les réglages préliminaires ! L'engin est prêt à fonctionner. On notera que:

– le transistor final peut être n'importe quel transistor VHF en boîtier tourelle prévu pour fonctionner sous 12 volts et pouvant fournir au moins 10 watts. On peut citer: 2N5590, BI2-12, VHF 10 watts divers et BLY89A; ce dernier a été utilisé sur les deux prototypes réalisés;

– ce transistor consomme presque un ampère: attention à l'alimentation !

– en classe A, on peut se permettre de débrancher l'antenne, même à pleine puissance ! C'est un gros avantage !

Quelques résultats de mesures. La figure 30 montre dans quelles conditions les mesures principales ont été faites. Par manque de temps, l'intermodulation n'a pas été mesurée. La bande passante est de 1 MHz à 40 MHz à 3 dB. D'autre part, on peut noter:

– I driver: 55 mA;
– I PA: 800 mA;
– V alim: 12,5 V;
– gain théorique: 44 dB; gain mesuré: 43 dB;
– Ps : 6,8 W pour Pe = 0,3 mW (au seuil de compression); H2 et H3 = –30 dB.

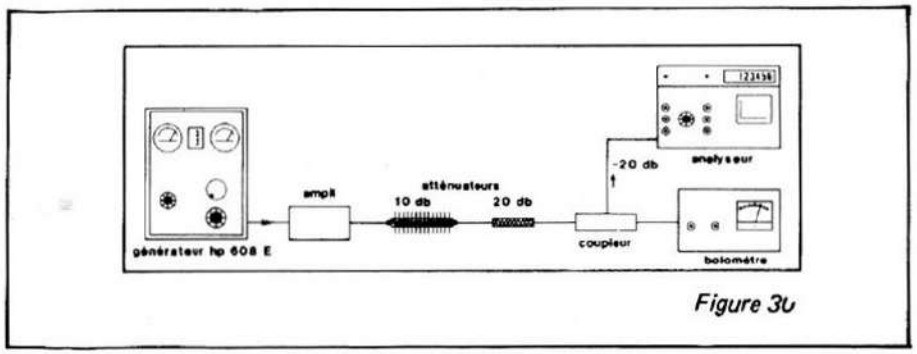
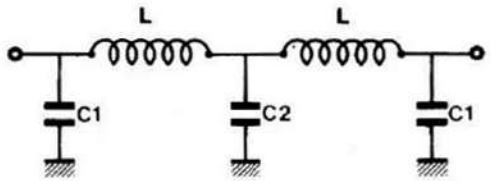


Figure 30

Les mesures principales sont faites à 10 MHz.

Le niveau d'harmoniques 2 et 3 à –30 dB par rapport à la puissance de sortie maximum oblige, si l'on veut rester dans des normes correctes, à placer en sortie de l'amplificateur un filtre passe-bas à au moins deux cellules. Ce filtre, calculé pour une impédance entrée et sortie de 50 ohms et un «Q» de 1, sera élaboré selon le tableau de la figure 31.

Les selfs peuvent être bobinées, au choix, sur des tores Téléfunken R10 M8 ou bien sur des tores Amidon T50. A titre d'exemple, le filtre 10 MHz dont une partie a été utilisée pour l'émetteur télégraphie publié dans la revue Mégahertz de février 1983, donne une idée du nombre de tours pour obtenir 1,1 µH: 12 tours sur R10 M8.



F	C1 (pF)	C2 (pF)	L (µH)	R10M8
1,9	1 800	3 600	4,2	24 sp
4	910	1 800	2,2	17 sp
7	470	1 000	1,1	12 sp
14	220	470	0,6	9 sp
21	160	360	0,4	7 sp
28	120	220	0,3	6 sp

Figure 31

L'AMPLIFICATEUR MOYENNE FREQUENCE

Il est conforme aux principes énoncés dans le chapître consacré aux récepteurs et utilise trois étages en cascade de transistors MOS double porte –figure 32–. Le gain est très important et des précautions de blindage et de découplage correctes sont seules garantes d'un résultat correct.

On notera que des résistances de 100 ohms dans les portes No 1, et 10 ohms dans les drains, contribuent à éviter une entrée en oscillation en VHF.

L'amplificateur est suivi d'un 2N4416 qui sert de séparateur. La sortie moyenne fréquence vers le détecteur de produit est prise sur le drain; la sortie vers l'amplificateur de commande automatique de gain est prise sur la source. De cette façon, si par un mauvais équilibrage du détecteur de produit, une partie de la tension du BFO venait à apparaître sur le drain du 2N4416, elle n'aurait que peu de chances de bloquer le CAG du fait de la bonne isolation entre drain et source du transistor à effet de champ.

L'amplificateur de CAG est également identique à ce que nous avons vu précédemment. Toutefois, un étage à gain réglable équipé d'un circuit intégré MC1350P de Motorola a été ajouté avant les diodes de détection; il permet d'ajuster le gain du circuit CAG selon le goût de l'opérateur. Personnellement, j'ai effectué ce réglage de façon à obtenir une réduction du gain MF à partir d'un signal donnant un rapport signal sur bruit de 6 dB (dans ces conditions, le «zéro» du S-Mètre correspond à S1 !). La tension de sortie du µA741 varie de 9 à 2 volts sous l'action des signaux détectés (la tension de 9 volts, sans signal, est réglable à l'aide de P2), trois diodes 1N4148

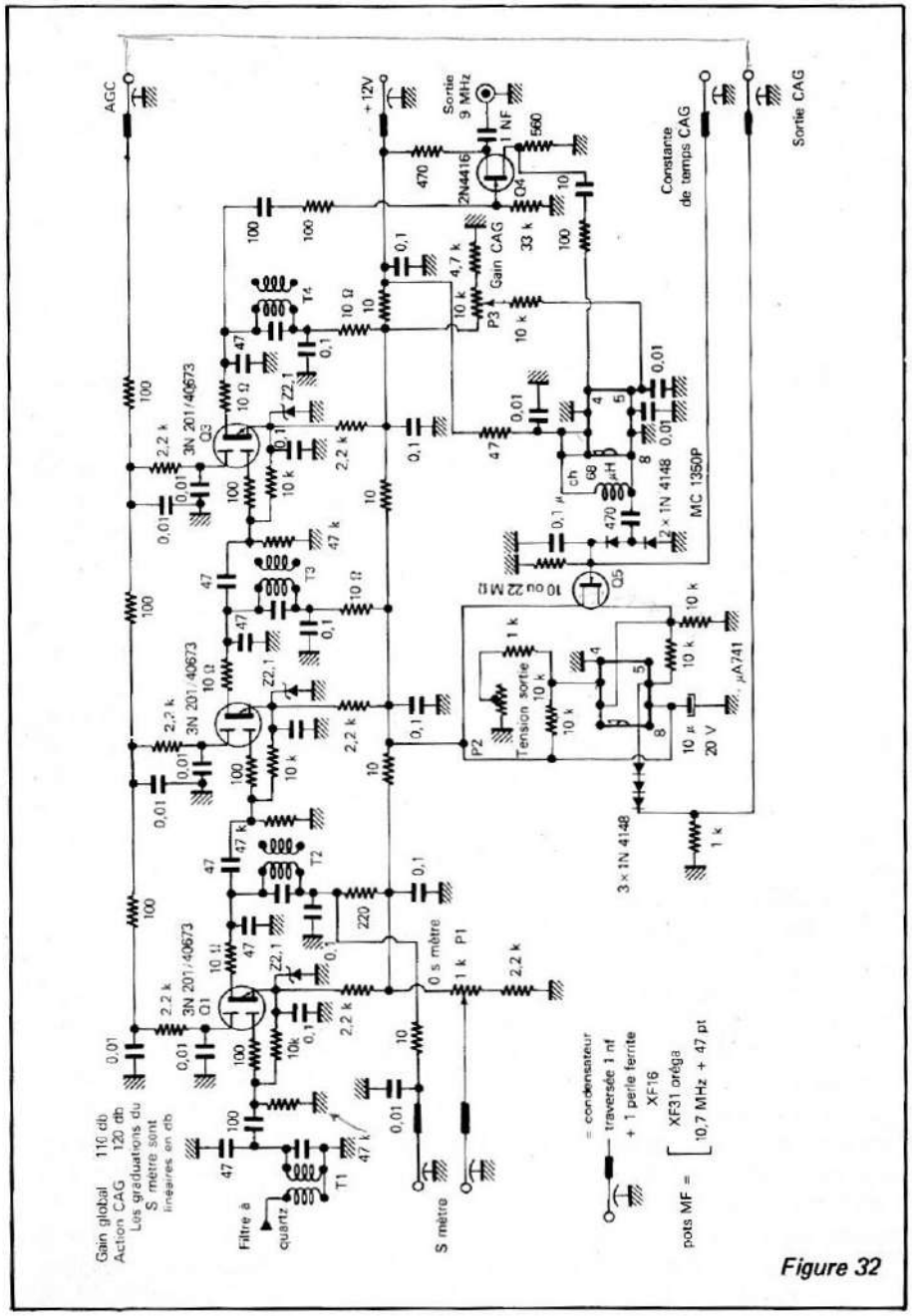


Figure 32

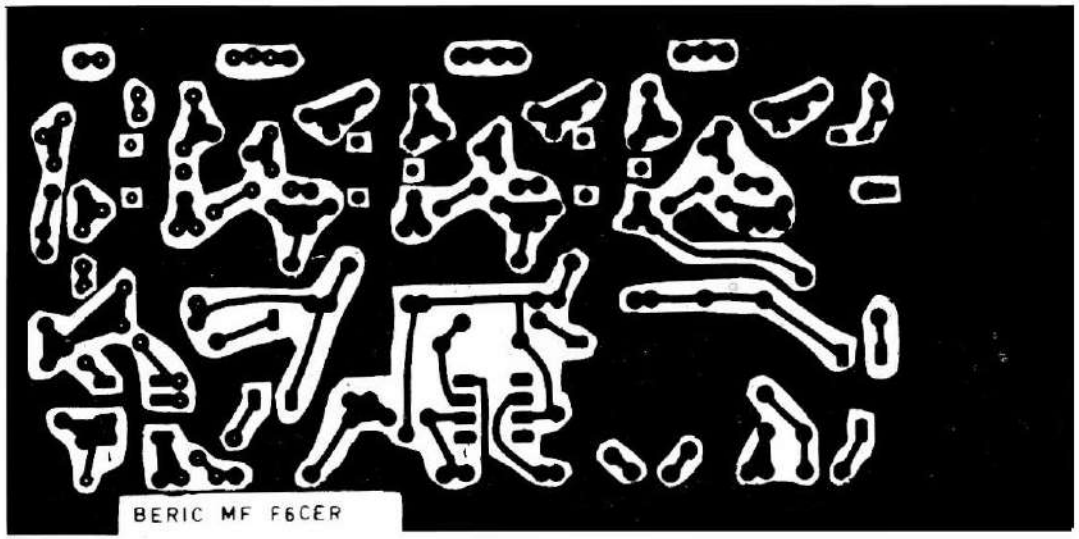


Figure 33

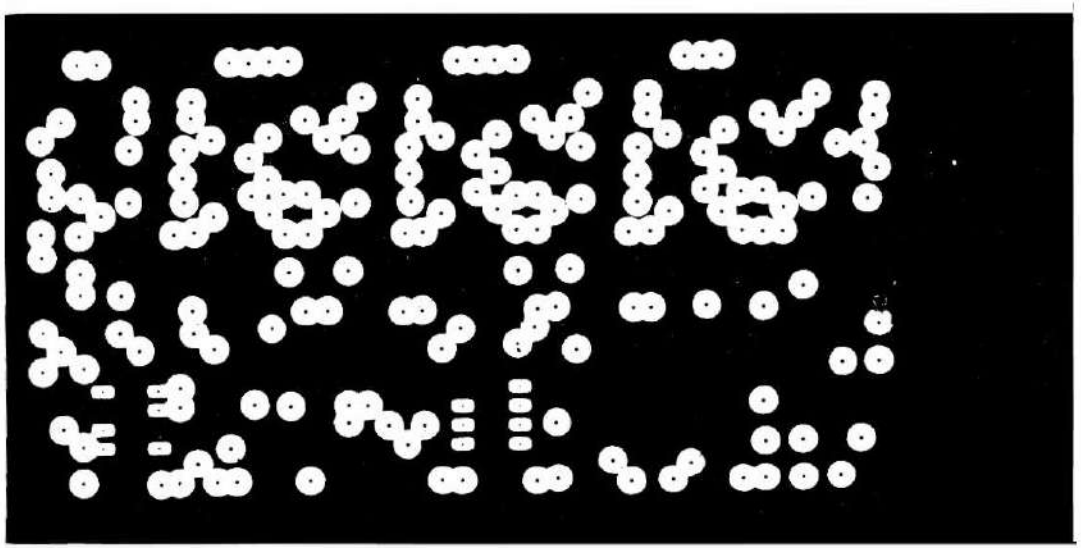


Figure 34

font chuter cette tension de 2 volts environ, si bien que la tension disponible pour commander le gain des étages moyenne fréquence varie entre plus 7 et plus 0,5 volts selon la force du signal reçu. Cela correspond à une diminution de gain qui peut dépasser 110 dB. Les transistors modernes de la série BF900, BF905, BF910 peuvent être utilisés avec des performances accrues par rapport aux 3N201, 40673, etc... qui datent un peu, il est vrai ! A ce moment là, le gain devient très important et il risque d'apparaître des instabilités; il suffit de shunter les transformateurs MF2 - 3 - 4 par des résistances de 6,8 kΩ et tout rentre dans l'ordre.

Le circuit imprimé est réalisé en double face –figures 33 et 34–. Le schéma de câblage –figure 30– laisse apparaître à sa droite une partie libre sur laquelle viendra se fixer le filtre à quartz.

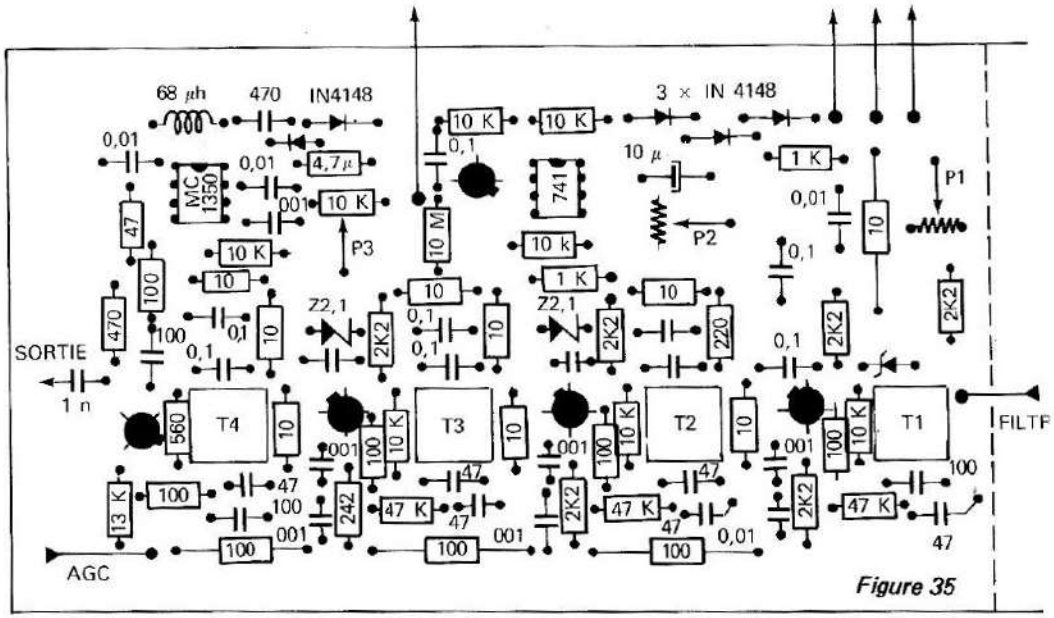


Figure 35

LE DETECTEUR DE PRODUIT GENERATEUR B.L.U.

Pour faire suite à ce montage, il était logique d'entreprendre la réalisation d'une platine groupant les oscillateurs de porteuse et le détecteur de produit.

Comme ces accessoires pouvaient également servir en émission, j'ai ajouté un modulateur équilibré et son préamplificateur micro puis, comme il restait un peu de place, un filtre à quartz qui sert en émission pour fabriquer de la B.L.U. à partir des éléments déjà implantés et, en réception, comme filtre précédent immédiatement le détecteur de produit, afin d'améliorer le rapport signal plus bruit sur bruit par élimination du bruit à large bande généré par l'amplificateur moyenne fréquence.

Pour les amateurs de télégraphie (il en reste encore et j'en suis !), un petit oscillateur muni d'un quartz 26985 kHz utilisé sur sa fondamentale 9 MHz permet de générer de la CW d'une façon bien plus souple que le procédé classique de déséquilibre du modulateur équilibré. Il ne s'agit pas d'économiser les composants mais d'obtenir une grande souplesse d'emploi et de hautes performances. Le schéma de la figure 36 donne une idée des fonctions du module. Examinons en détail ses particularités.

1) Les oscillateurs de porteuse. Afin d'éviter des commutations hasardeuses et des réglages accrobatiques, il y a deux oscillateurs équipés chacun d'un 2N2222. Le premier est à ajuster sur 9001,5 kHz pour la bande latérale inférieure; le second doit être réglé en premier lieu sur 8999,4 kHz pour obtenir une note d'environ 600 Hz en télégraphie, et ensuite sur 8998,5 kHz pour la bande latérale supérieure.

Comme il existe une interaction entre ces deux réglages,

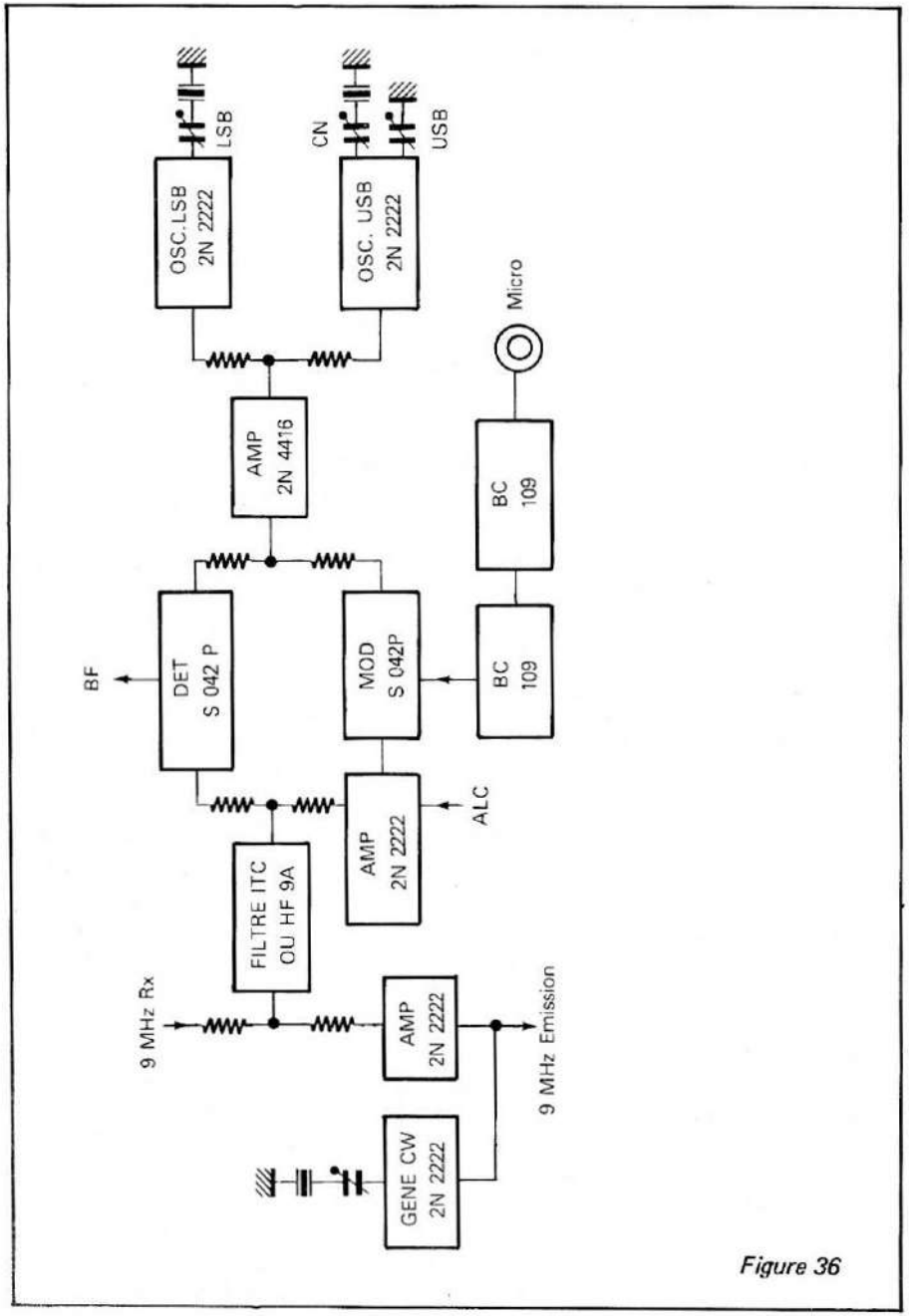


Figure 36

on commencera toujours par le réglage en télégraphie. Bien qu'un fréquencemètre facilite les choses, un réglage «à l'oreille» donne de très bons résultats en attendant.

Le circuit imprimé a été prévu pour les quartz XF901 et XF902 que l'on trouve avec les filtres KVG; pour les quartz livrés avec les filtres ITC, bien plus abordables, nous avons eu la surprise de constater que, ceux-ci étant taillés pour une résonance série, il fallait placer entre le quartz et le reste du circuit, une petite self de choc surmoulée de 5,6 microhenrys. On coupera avec soin le circuit imprimé à cet endroit.

Faisant suite aux oscillateurs, on trouve un étage tampon utilisant lui aussi un 2N2222 dont le rôle est surtout d'éviter toute interaction entre les oscillateurs et le reste du montage. Ces étages seront alimentés par une tension stabilisée d'environ 9,5 volts.

2) En réception. Le signal issu de la platine FI est appliqué, par l'intermédiaire d'une simple résistance d'adaptation, au filtre à quartz ITC ou XF9A. Ce filtre élimine le bruit à large bande généré par les trois amplificateurs MF en cascade ainsi que les non linéarités causées dans le détecteur de produit par le battement entre le signal désiré et d'autres fréquences proches dûes à une modulation de phase lors de l'action du CAG dans l'amplificateur MF.

A ce propos, il semble bon d'ouvrir une parenthèse: l'amplificateur MF «idéal» devrait être constitué par des étages à gain constant, faible bruit et très grande dynamique, et dont le réglage de niveau serait ajusté à l'aide d'atténuateurs à diodes «PIN» sous l'action du CAG. Cela entraîne toutefois un montage extrèmement délicat et des composants spéciaux.

Revenons à nos moutons: après passage dans le filtre, les signaux sont détectés dans un circuit intégré Siemens SO42P, puis la BF est sommairement filtrée à l'aide d'un circuit en pi composé d'une résistance et de deux condensateurs, pour éliminer toute trace de 9 MHz. Le niveau BF, supérieur à 100 millivolts efficaces dans certains cas, est suffisant pour attaquer la plupart des amplificateurs intégrés du marché.

3) En émission. Le modulateur équilibré utilise lui aussi un SO42P. Ce circuit intégré est d'un emploi très agréable: simple à monter, avec un nombre très réduit de composants externes, il permet un zéro de porteuse supérieur à 50 dB, très stable dans le temps, ainsi qu'une distorsion faible pourvu que l'oscillateur de porteuse soit un peu «musclé», ce qui est d'ailleurs le cas.

Peu de choses à dire à propos du préamplificateur micro et de ses deux transistors à faible bruit du genre BC109, si ce n'est son très grand gain, suffisant pour le microphone le moins sensible.

Si l'on utilise une pastille dynamique, on shuntera l'entrée par une résistance de 470 ohms. Pour un microphone céramique ou à haute impédance, une résistance de 47 kilohms en série avec l'entrée suffira. Après amplification, un potentiomètre de 10 kilohms log. permet de doser le gain micro et de ne pas saturer le SO42P. Le mélange de la BF et du 9 MHz donne un signal DSB à la sortie du modulateur équilibré. Le transformateur 9 MHz du SO42P doit, pour les meilleurs résultats, être à point milieu, de préférence équilibré, comme le XF22 Oréga.

La DSB est ensuite amplifiée par un 2N4416 sur lequel on applique, si on le désire, l'ALC venant du PA. Sinon, on place la borne ALC à la masse, mais attention à ne pas «avaler» le micro pour la plus grande joie de ceux qui prétendent trafiquer sur la même bande que vous !

Le filtre élimine la bande non désirée et la B.L.U. ainsi obtenue est amplifiée dans un 2N2222.

4) En télégraphie. Il a semblé plus judicieux, lors du fonctionnement en télégraphie, de ne pas se servir d'un modulateur équilibré-déséquilibré ! mais de construire un petit oscillateur à quartz complètement séparé de la partie B.L.U., cet «émetteur» 9 MHz CW étant alimenté en 9 volts par l'intermédiaire d'un transistor de commutation et du manipulateur. Ce système procure de nombreux avantages:

– on peut superposer instantanément la télégraphie à la parole (très pratique en DX ou dans un «pile-up»);

– si, en réception, on applique une tension sur cet oscillateur sans pour cela mettre l'émetteur en route, on va entendre exactement la note avec laquelle on va transmettre, ce qui permet de se caler exactement sur le correspondant avec le VFO. Essayez donc de faire cela avec un transceiver classique !

L'oscillateur télégraphie est pratiquement identique aux oscillateurs de porteuse, avec toujours un 2N2222. Toutefois, ne trouvant pas de quartz 9 MHz, nous avons adopté un 26,985 MHz, rescapé de la «citizen-band» et qui, en fondamentale, peut être ajusté entre 8999 et 9001 kHz, ce qui suffit amplement à nos besoins.

On réglera le condensateur ajustable pour une tonalité plaisante à l'oreille (une note d'environ 600 Hz semble rallier la majorité des suffrages).

Les figures 37, 38 et 39 décrivent l'ensemble des circuits et les figures 40, 41 et 42 les circuits imprimés double face, ainsi que l'implantation des différents composants.

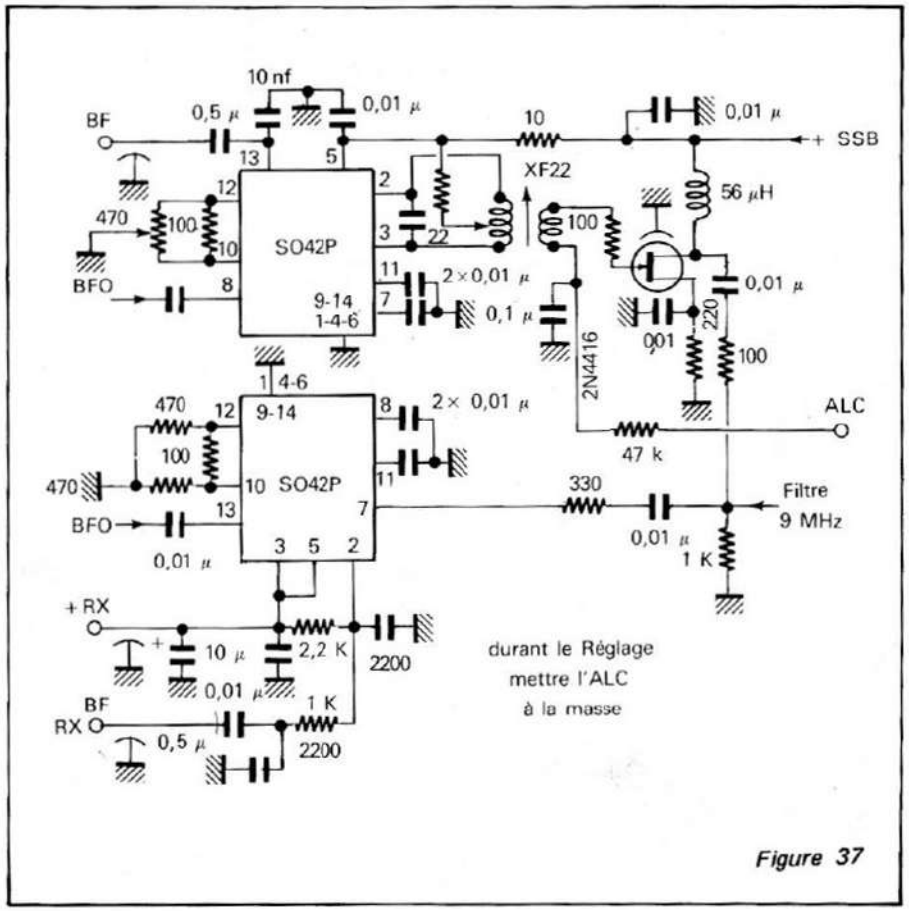


Figure 37

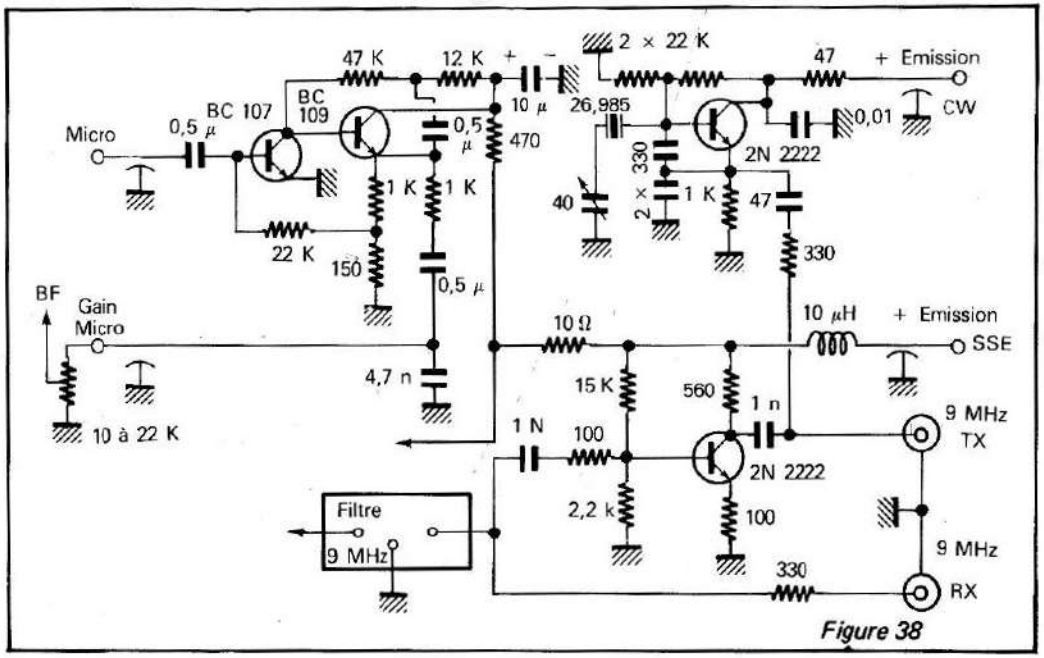


Figure 38

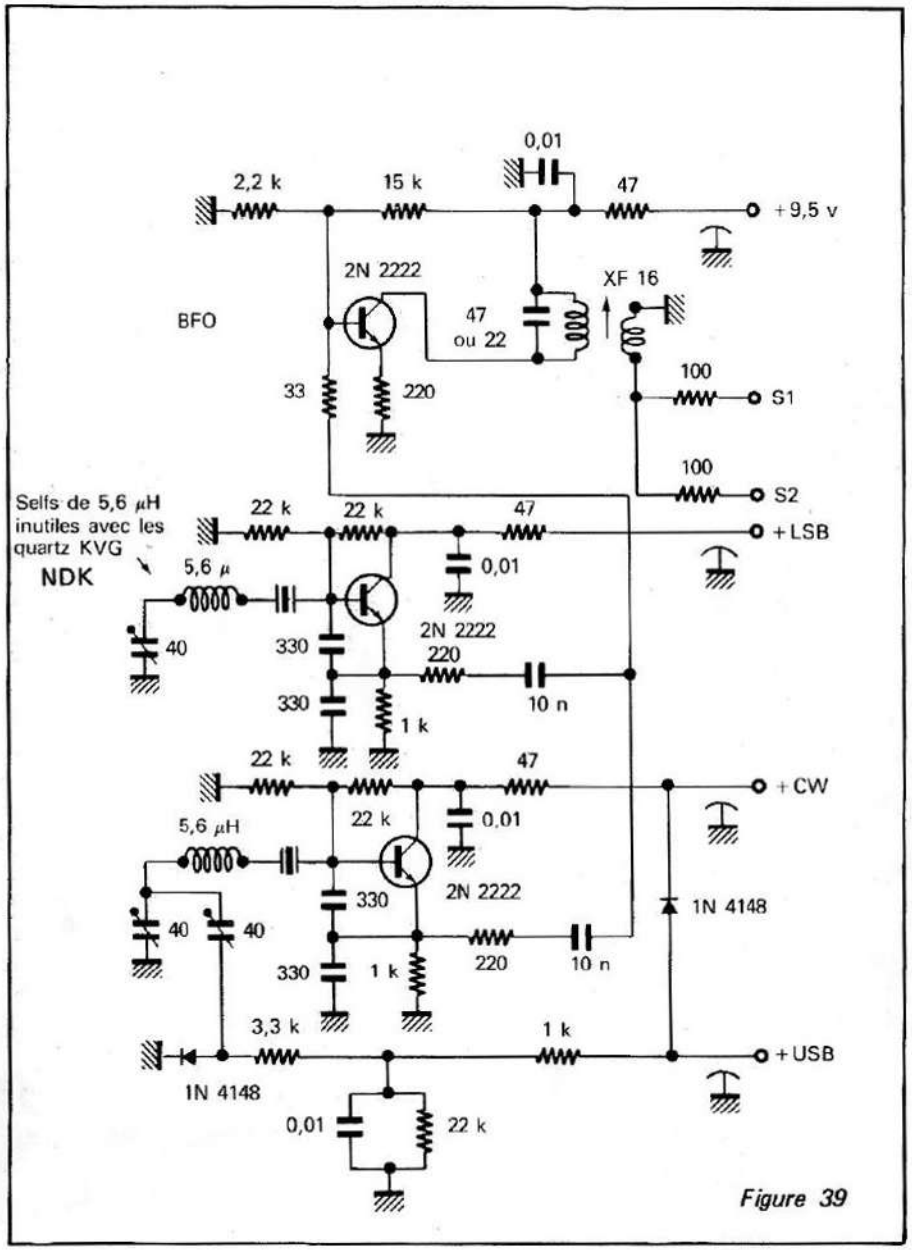


Figure 39

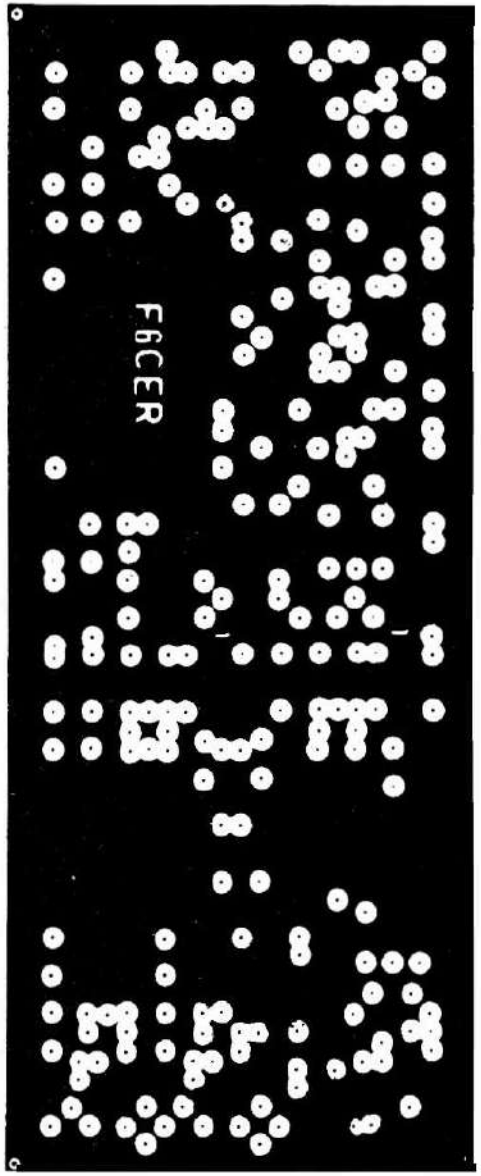


Figure 40

Figure 41

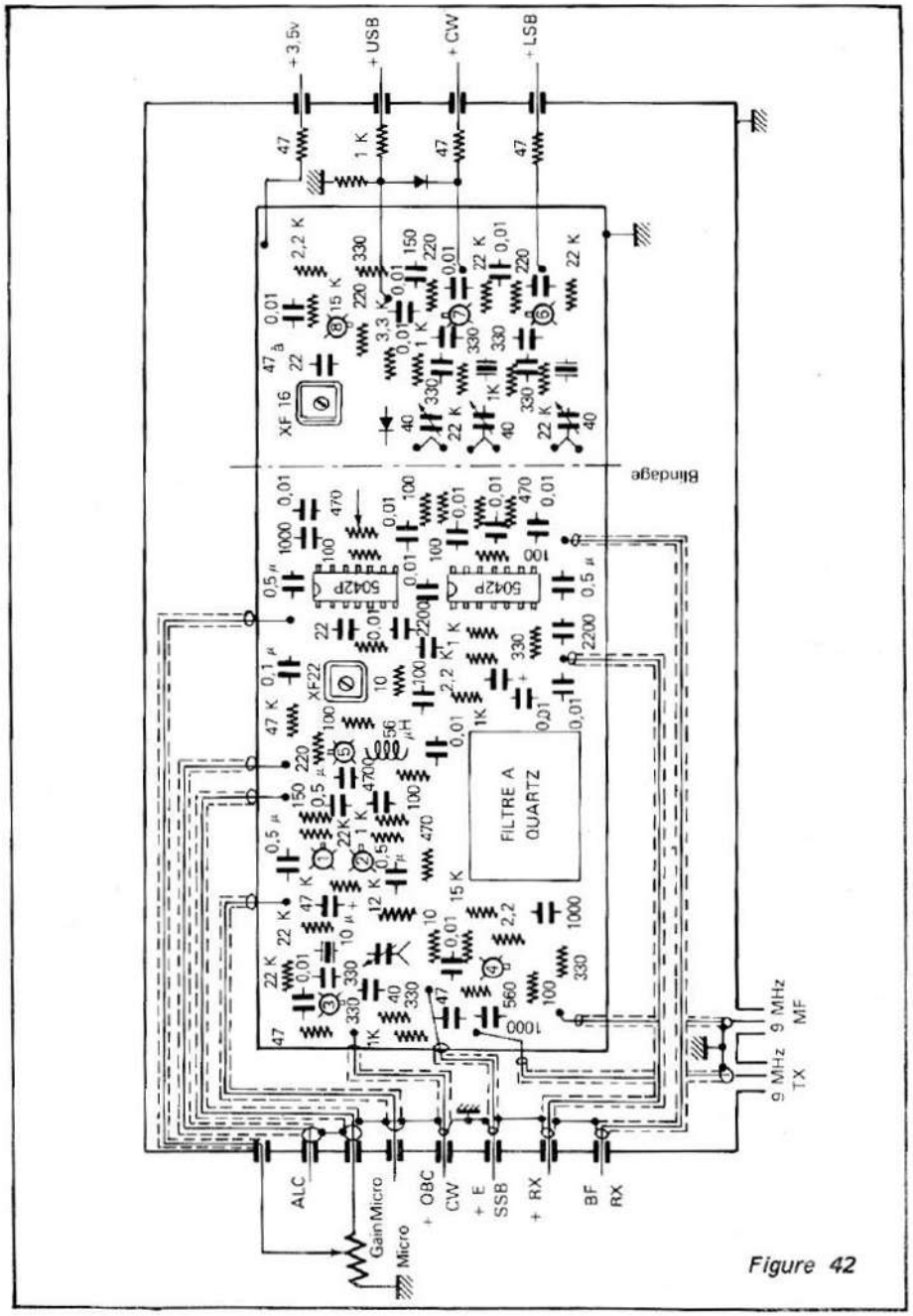


Figure 42

PLATINE DE COMMANDE

Il s'agit maintenant de raccorder ensemble les différents modules composant le transceiver. Cette partie est une des plus simples et, avec un peu de soins et d'astuces, on peut obtenir un fonctionnement plaisant, sans manœuvres compliquées.

Certaines parties du transceiver sont connectées au plus 12 volts de façon permanente: l'amplificateur BF, les différents VFO et les oscillateurs de porteuse au 9,5 volts régulés.

La platine MF et le détecteur de produit, ainsi que l'amplificateur suivant le mélangeur HF, sont alimentés en 12 volts en réception seulement.

Le P.A. et le driver seront alimentés en 12 volts à l'émission. De plus, dans la platine générateur B.L.U., les éléments servant à l'émission sont alimentés à partir d'une tension 12 volts commutée à l'émission seulement.

Le générateur télégraphie est alimenté en 9 volts régulés par l'intermédiaire d'un transistor débloqué au rythme de la manipulation, en tandem avec l'oscillateur de contrôle (sidetone).

Toutes les fonctions sont confiées à deux relais: un relais d'antenne et un relais pour le 12 volts et les autres fonctions comme la commande d'un amplificateur extérieur.

Afin d'éviter tout claquement et bruit désagréable lors du passage émission-réception, le haut parleur est coupé par un relais et l'entrée de l'amplificateur BF est mise en court-circuit par un transistor dont la base est alimentée par une tension présente à l'émission. De plus, ce transistor se débloque un peu après la coupure de cette tension grâce au condensateur de 22 µF inséré entre base et masse.

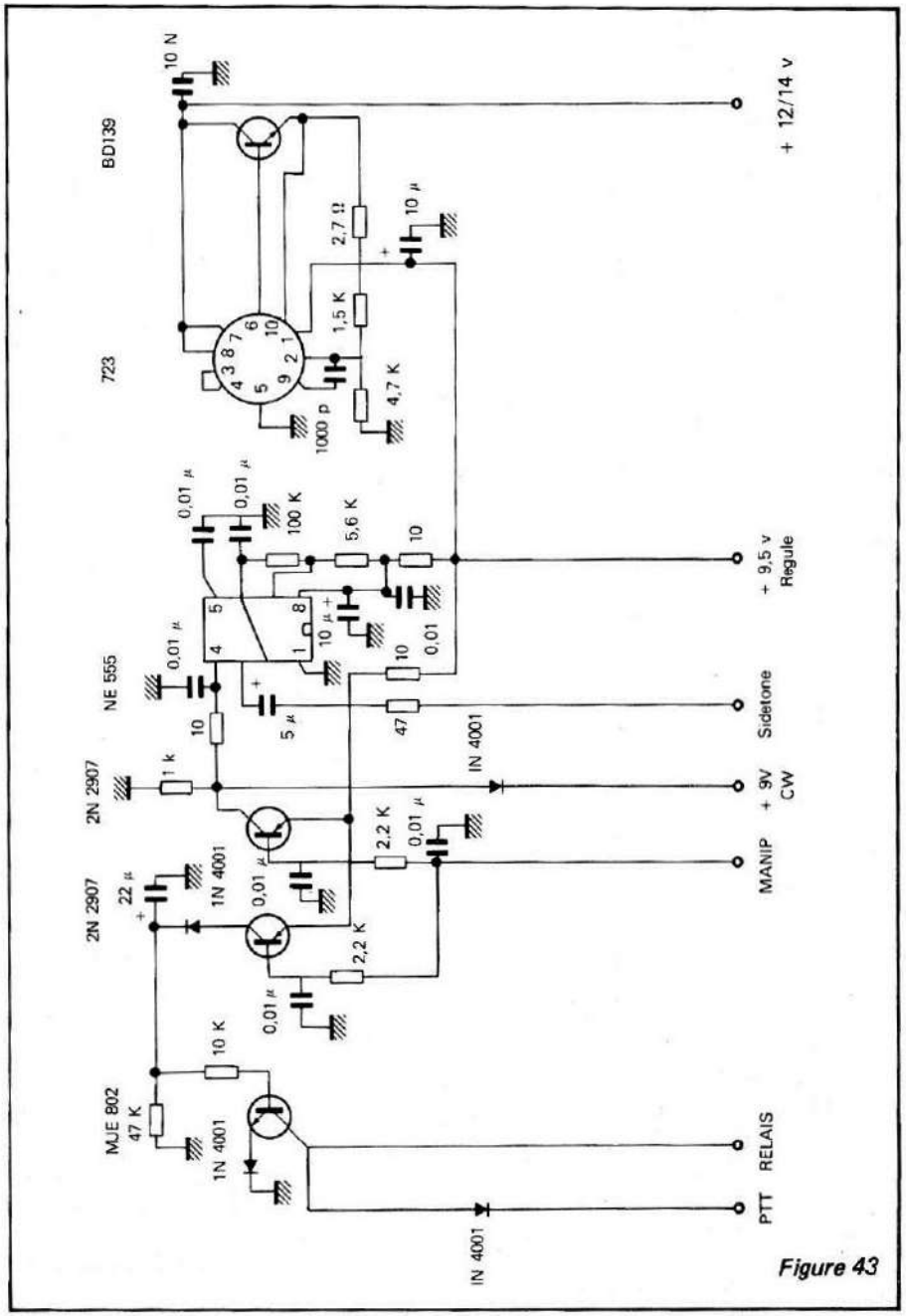


Figure 43

En téléphonie. Le fait d'appuyer sur la pédale du micro fait basculer les différents relais.

En télégraphie. Pour obtenir un trafic agréable, il faut pouvoir disposer d'un semi break-in: le simple fait d'appuyer sur le manipulateur déclenche un processus séquentiel:

– les relais principaux collent instantanément et restent collés entre deux signes avec un retard qui peut être réglable par modification de la résistance de 47 kohms;

– l'oscillateur de télégraphie se met en route une fraction de seconde plus tard et suit le rythme de la manipulation.

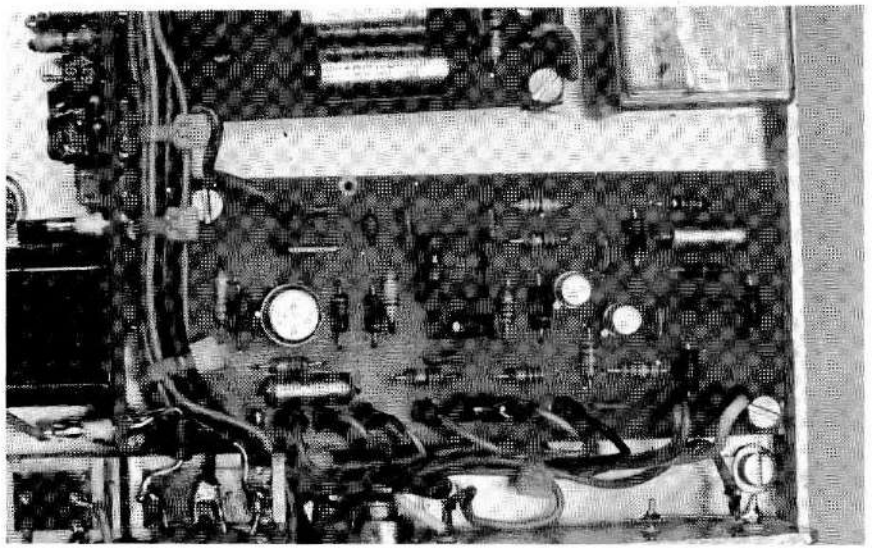
Ce système très agréable ne nécessite en fait que trois transistors.

On notera l'interrupteur «calage télégraphie» qui, lorsqu'il est pressé, met en route l'oscillateur télégraphie sans faire passer l'ensemble en émission: on peut ainsi vérifier sur quelle fréquence on va transmettre en télégraphie.

Je ne décris pas volontairement l'amplificateur BF. En effet, il existe sur le marché une énorme quantité de circuits intégrés faits pour cet usage et on n'aura que l'embarras du choix.

Sur les différents appareils que j'ai monté, il y a eu des TAA611, TCA940E, TDA1042 selon l'inspiration du moment !... Il en est de même pour l'alimentation secteur 12 volts ainsi que la régulation 9,5 volts.

La figure 43 comporte les différents éléments de cette platine.



PRECAUTIONS DE CABLAGE ET REGLAGES

Tous ces circuits doivent être soigneusement blindés et découplés. Le circuit imprimé sera avantageusement inclus dans une boîte métallique réalisée en tôle fine ou même en «copper clad» double face; les différentes sorties véhiculant la HF seront réalisées en câble coaxial subminiature et le reste des connexions passera par des condensateurs de traversée de 1 nF (valeur assez peu critique) ainsi que par quelques perles de ferrite jouant le rôle de self de choc.

Le mélangeur et les filtres de bande possèdent assez peu de composants et leur réglage est simple. La platine moyenne fréquence nécessite plus de rigueur.

MONTAGE ET REGLAGES DE LA PLATINE M.F.

1) Découpez les blindages et vérifiez avant de souder que l'assemblage peut se faire sans problèmes.

2) Percez les trous correspondant aux condensateurs de traversée ainsi que les sorties de câbles.

3) Soudez les blindages autour du circuit imprimé en ayant soin de faire un joint régulier avec la soudure. Ensuite, soudez les by-pass.

4) Montez toutes les résistances et condensateurs correspondant au circuit de C.A.G. puis les deux circuits intégrés et les diodes en vérifiant le sens de branchement.

5) Les résistances ajustables au milieu de leur course, placez un contrôleur à la sortie C.A.G. et alimentez l'ensemble en 12 volts. La tension de sortie doit pouvoir être réglée de zéro à plus 8 volts à l'aide de P2; ajustez ce potentiomètre pour avoir 6 volts.

6) Injectez un signal 9 MHz de 100 millivolts maximum à l'entrée du MC1350 (broche 4) à travers un condensateur de 100 pF et vérifiez que la tension de sortie de C.A.G. tombe à zéro à partir d'un certain réglage de P3. Réglez ce potentiomètre à ce seuil.

7) Dans le cas où vous ne possèderiez pas de générateur étalonné, branchez à la broche 4 du MC1350 un bout de fil d'environ 1 mètre qui servira d'antenne et vérifiez que l'action de P3 fait tomber la tension de sortie à zéro.

8) Câblez ensuite tous les composants de l'amplificateur sans les transistors et vérifiez le sens de branchement des diodes Zener. A l'aide du contrôleur, vérifiez que l'on a bien 2,1 volts aux bornes des Zener si l'on branche le 12 volts sur l'ensemble.

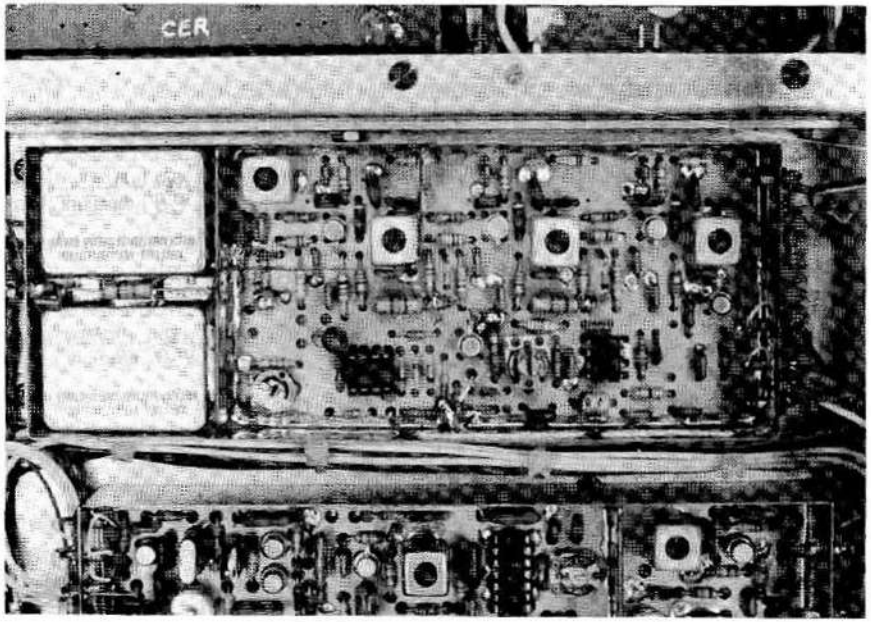
9) Placez les transistors et soudez-les après avoir vérifié le sens. Reliez la sortie C.A.G. à la borne C.A.G. de la partie moyenne fréquence. Branchez le «S-Mètre» et appliquez 12 volts à l'ensemble.

Le «S-Mètre» doit dévier; remettez-le à zéro par le potentiomètre P1. A ce moment, une variation de P2 doit entraîner une variation du «S-Mètre».

10) Il faut maintenant disposer d'un générateur 9 MHz pour la suite. Injectez du 9 MHz à la sortie du 2ème FET double porte à travers un condensateur de 100 pF et réglez les deux derniers transformateurs pour une déviation maximum du «S-Mètre»; diminuez au besoin le niveau du générateur.

Remontez ensuite la chaîne en réglant au maximum le deuxième puis le premier transformateur. En cas d'instabilités, réduisez le gain par le potentiomètre P2.

En cas de difficultés, reprenez tout au départ non sans avoir vérifié le câblage, les court-circuits éventuels et les inversions dans les transistors et les circuits intégrés ou les diodes.



NOTES DIVERSES

1) Modification constante de temps C.A.G. –figure 44–.

2) Pour obtenir ou se rapprocher le plus possible des spécifications annoncées, on doit impérativement régler le courant drain de chaque transistor à 10 mA en se prenant en parallèle sur la 10 Ω pour effectuer la mesure.

a) Si le courant est trop fort, enlever la 10 kΩ dans la G1 et la rendre plus forte jusqu'à obtention des 10 mA.

b) Si le courant est trop faible, enlever la 10 kΩ dans la G1 et chercher avec une valeur plus faible de résistance jusqu'à obtention des 10 mA. Mais, dans ce cas, il faut recalculer la résistance de 47 kΩ pour garder le même rapport pour qu'il y ait impérativement une valeur globale de 10 KΩ minimum entre G1 et source (au point de vue alternatif).

Dans le cas où l'on utilise un amplificateur HF devant le mélangeur (transceiver VHF ou UHF), le gain global est trop important: on placera une résistance de 4,7 kΩ **sous** le circuit imprimé, aux bornes des transformateurs T2, T3, T4.

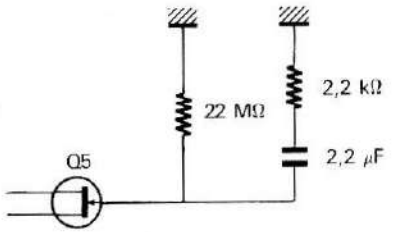


Figure 44

MONTAGE ET REGLAGES DE LA PLATINE DETECTEUR DE PRODUIT

Comme dans le cas de la platine MF, on apportera le plus grand soin au montage et aux blindages. Le circuit imprimé est plus tassé alors, attention ! On commence par des côtés en tôle étamée ou en «copper-clad» double face, de façon à former une boîte. Les connexions sortent, soit par des condensateurs de traversée, soit par du câble coaxial miniature pour les liaisons HF.

On notera que la partie supérieure de cette «boîte» est divisée en deux compartiments, afin de séparer les oscillateurs de porteuse et leur amplificateur du reste du montage. Ici, pas besoin d'un blindage supplémentaire autour du filtre à quartz, le circuit est en double face et cela suffit amplement à la réjection de la bande latérale non désirée. Une fois les côtés percés et soudés, on commence par câbler les oscillateurs de porteuse et leur amplificateur, puis on s'assure de leur bon fonctionnement à l'aide d'une sonde HF constituée par une diode, un condensateur de découplage, et d'un contrôleur universel –figure 45–.

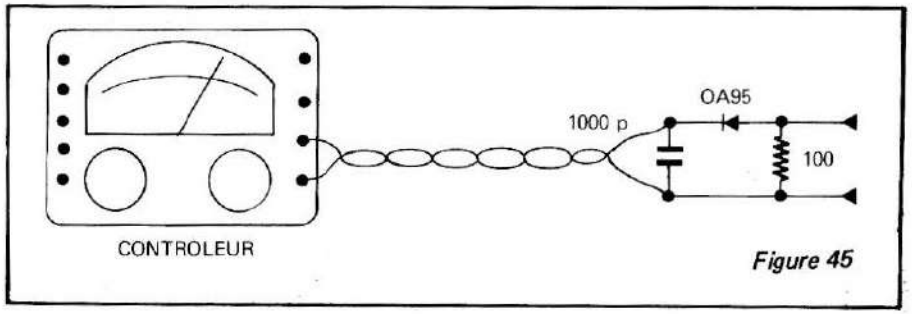


Figure 45

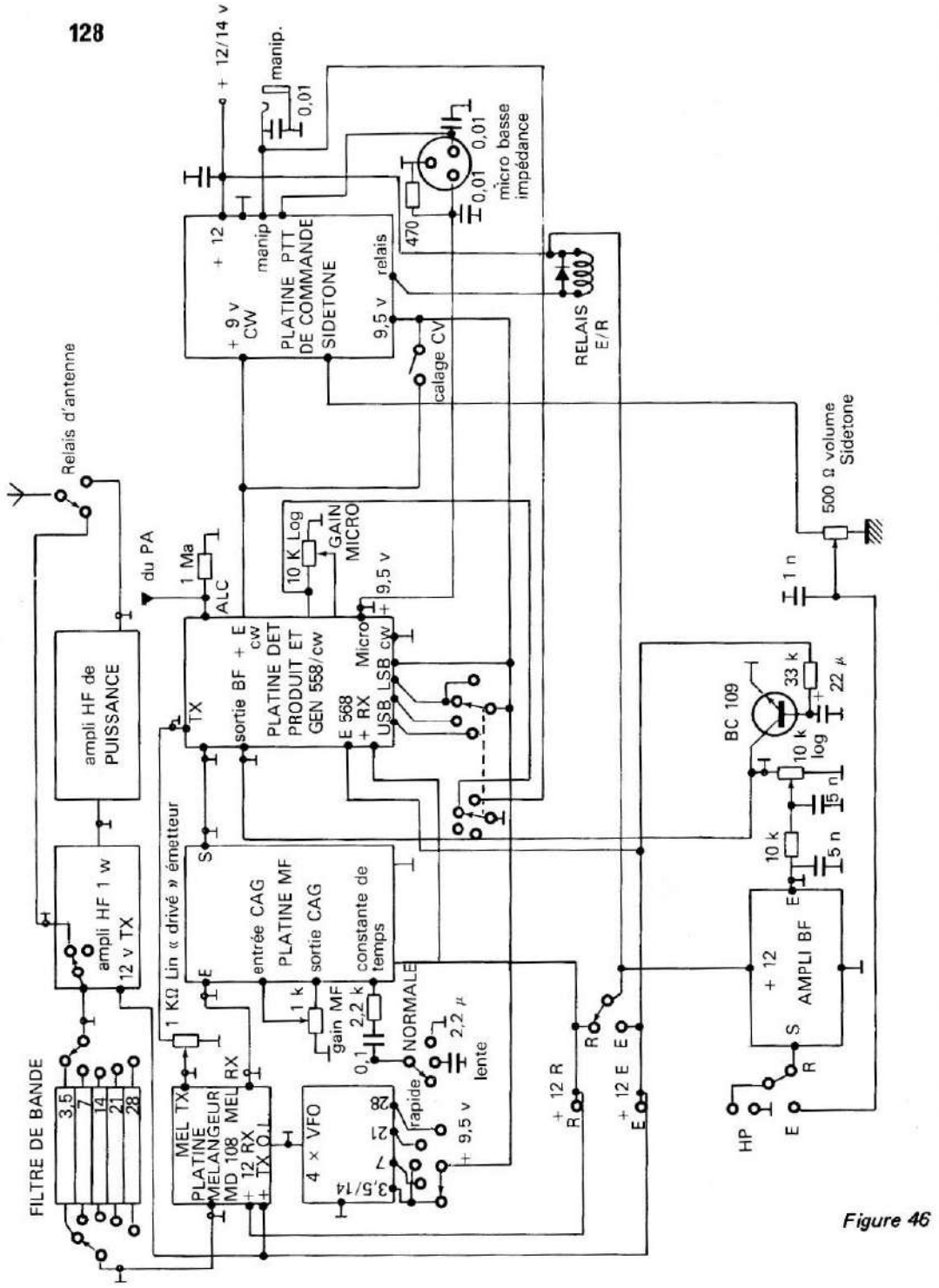


Figure 46

Cette sonde est connectée au secondaire du transformateur 9 MHz du 2N2222 amplificateur. On règle le noyau pour obtenir le maximum, et on vérifie au compteur que tout se passe bien. On câble ensuite l'oscillateur télégraphie, et on vérifie son fonctionnement. Si vous avez réalisé la platine MF, le mieux est ensuite de câbler et d'essayer le détecteur de produit; comme il n'y a pas de réglages, tout doit fonctionner du premier coup.

On passe ensuite à l'amplificateur micro, dont on écoute la sortie à l'aide d'un casque, puis on termine par le SO42P du modulateur équilibré, le 2N4416 et, enfin, le 2N2222 à la sortie du filtre à quartz.

Le module terminé, on injecte un générateur deux-tons à la place du microphone, et on s'assure en connectant un oscilloscope à la sortie émission, que l'on obtient un signal de bonne qualité, sans écrêtage ni oscillations parasites. Un récepteur de trafic réglé sur 9 MHz permet de se rendre compte de la qualité de la parole et de fignoler le zéro de porteuse.

Pour terminer le schéma de câblage, la figure 46 vous donne une idée de la réalisation générale.

Bonne réalisation, et n'oubliez pas que seul un montage câblé proprement donne suffisamment envie de poursuivre, et que le câblage et le réglage étape par étape permettent d'arriver au but sans gros moyens en appareils de mesure.

En appendice, voici un appareil indispensable pour le réglage de tout émetteur à bande latérale unique.

GENERATEUR DEUX TONS

Le générateur deux tons est un appareil indispensable au réglage correct d'un émetteur à bande latérale unique. En effet, dans ce type d'émetteur, il y a transposition et non multiplication de la basse fréquence issue du microphone vers la haute fréquence qui apparaît sur la sortie de l'antenne. Cette transposition doit être la plus fidèle possible et le seul moyen de vérifier cette identité reste l'injection dans la prise microphone d'un signal basse fréquence de caractéristiques connues, et la visualisation de ce qui se passe à la sortie de l'amplificateur final. Notons que l'oscilloscope est un outil indispensable.

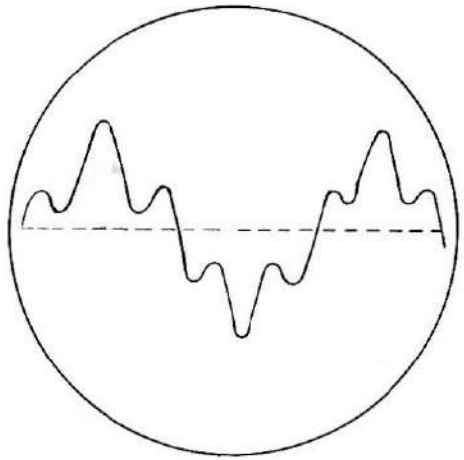


Figure 47

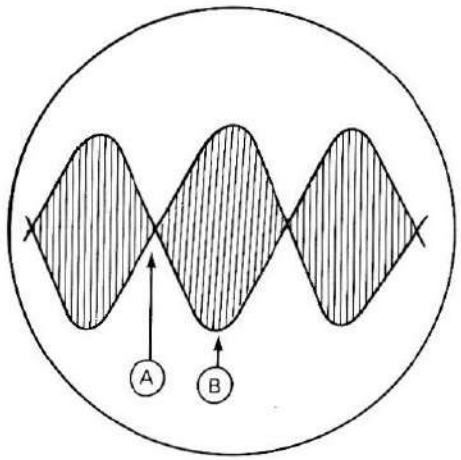


Figure 48

Si dans un émetteur à bande latérale unique on injecte une note Basse fréquence, par exemple 1000 Hz, on va trouver une seule fréquence en HF, par exemple 14,001 MHz. L'émetteur se trouve alors dans un régime identique à la télégraphie, et le réglage de linéarité n'est pas possible. Par contre, si l'on injecte deux fréquences simultanément à l'entrée, ces deux fréquences vont être transposées en deux signaux apparaissant à la sortie, théoriquement sans déformations. Par exemple, si l'on injecte 1000 et 1300 Hz, on va retrouver 14,001 et 14,0013 MHz. L'examen à l'oscilloscope donne alors une image qui doit être identique à celle de la figure 47 dans le cas de la BF, et donc de la figure 48 (qui en représente la courbe enveloppe) dans le cas de la HF.

Un croisement bien net en **A** indique un réglage correct du courant de repos des différents étages, et en particulier de celui de puissance. Un sommet bien régulier en **B**, sans applatissement, indique que l'on reste dans les capacités d'amplification sans écrêtage du P.A.

Le générateur deux tons est un accessoire très simple à construire, et celui-ci comprend un seul circuit intégré renfermant quatre amplificateurs opérationnels du type LM324 et quelques composants.

Chaque oscillateur est constitué par un réseau RC sous la forme d'un pont de Wien inséré dans la boucle de réaction d'un amplificateur. La distorsion est réduite si un dispositif oblige le gain de l'ensemble à rester à la limite de l'oscillation, d'une façon automatique, ce qui est le rôle des deux diodes au germanium et du potentiomètre de 1 kΩ. Vient ensuite un amplificateur séparateur dont le gain est 1. Son rôle est de permettre le mélange des deux oscillateurs sans interactions mutuelles, l'équilibrage des niveaux respectifs se faisant à l'aide du potentiomètre de 10 KΩ –figures 49 et 50–.

Réglage du générateur deux tons. La plaquette une fois câblée, on vérifie les soudures, les composants, et l'on place le circuit intégré dans le bon sens.

Le potentiomètre d'équilibrage doit être placé au milieu de sa course. On connecte l'alimentation et on branche un oscilloscope à la sortie.

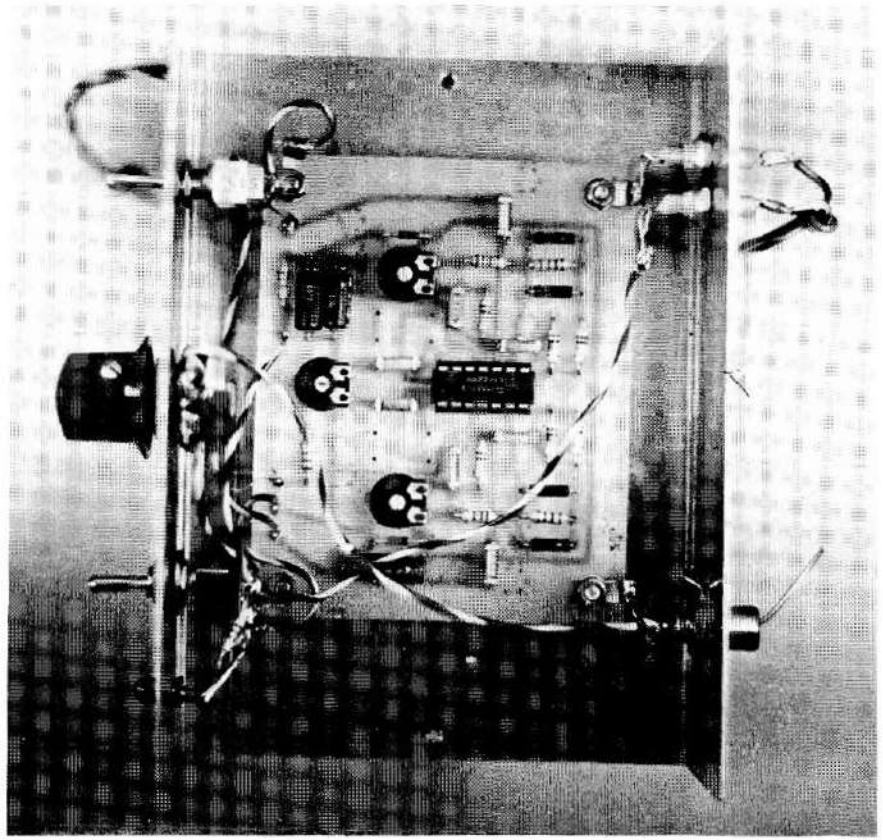
La mise en marche ne doit provoquer aucune fumée ! On sélectionne un des deux oscillateurs et, à l'aide du potentiomètre ajustable de réaction, on cherche à obtenir une belle sinusoïde. On notera qu'à un point, l'oscillateur décroche et

que la forme d'onde la plus belle est obtenue juste avant le décrochage. On note l'amplitude de la sinusoïde et on passe à l'autre oscillateur, sur lequel on effectue le même réglage.

L'amplitude des deux signaux a très peu de chance d'être identique et il convient de régler alors le potentiomètre d'équilibre pour obtenir la même tension sur chacune des notes.

N'essayez pas de faire les réglages avec les deux générateurs en fonctionnement: la forme d'onde ne se prête à aucune mesure.

Une fois les amplitudes équilibrées et la forme d'onde réglée, on met les deux générateurs en marche et l'on doit observer quelque chose ressemblant à la figure 47 sur l'écran de l'oscilloscope.



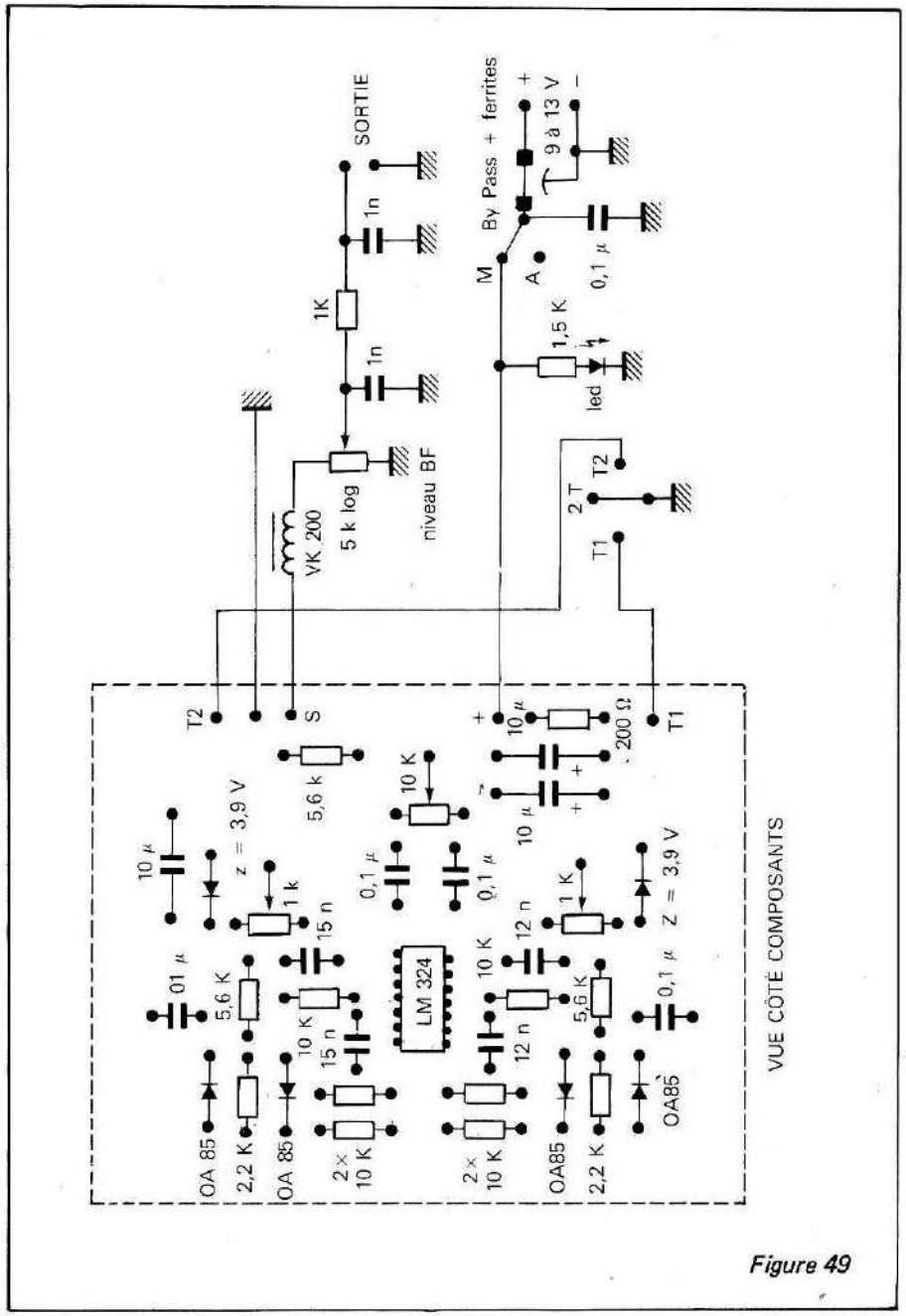


Figure 49

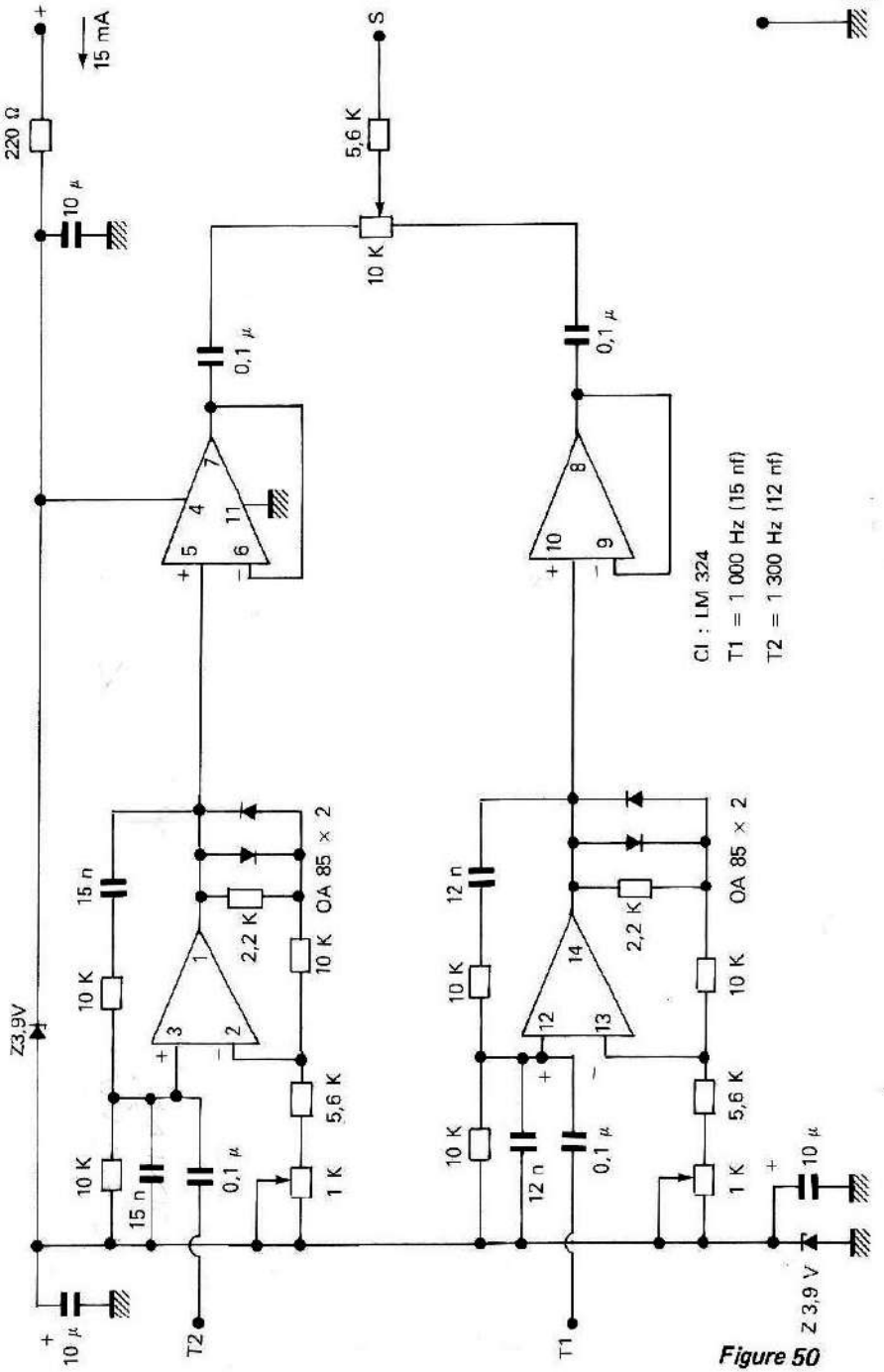


Figure 50

CONNEXION A L'EMETTEUR

Il suffit d'injecter le générateur deux tons à la place du micro et d'observer ce qui se passe à la sortie de l'émetteur à l'aide d'un oscilloscope, étant bien entendu que celui-ci passe la HF d'une façon convenable. Sans cela, il suffit de connecter l'oscilloscope à la place du microampèremètre sur un ROS mètre. La courbe détectée ne représentera que la partie supérieure ou inférieure de la courbe figure 48 selon le sens de la diode de détection du ROS mètre.

Après cela, on pourra voir que le réglage du courant de repos influe sur **A** –figure 48–, et le gain micro, l'accord et surtout la charge du PA sur les crêtes **B** –figure 48–.

Bon amusement !

BIBLIOGRAPHIE

Les ouvrages concernant émetteurs et récepteurs de hautes performances sont assez rares; le lecteur relira cependant avec intérêt:

- HAM RADIO OCTOBRE 1975
  «RECEIVER SENSITIVITY, NOISE FIGURE AND DYNAMIC RANGE»
  James R. FISK W1DTY
  «HIGH DYNAMIC RANGE RECEIVER INPUT STAGES»
  Ulrich L. RHODE DJ2LR

- SOLID STAGE DESIGN FOR THE RADIO AMATEUR (ARRL)
  W. HAYWARD W7ZOI & Dong de MAW W1FB
  Librairie du Congrès 77.730.94 (U.S.A.)

- THE RADIO AMATEUR HANBOOK (ARRL)

- «EIGHT WAYS TO BETTER RADIO RECEIVER DESIGN»
  ELECTRONICS, 20 février 1975, Ulrich L. RHODE DJ2LR

- «FETS WORK WELL IN ACTIVE BALANCED MIXERS»
  ELECTRONICS DESIGN, 5 juillet 1974, Ed. OXNER

SOMMAIRE

AVANT PROPOS 5

PREMIERE PARTIE: L'EMISSION
- La B.L.U. 9
- L'émetteur à bande latérale unique 13
- Circuits intégrés 19
- L'oscillateur de porteuse 25
- Elimination d'une bande latérale 29
- Les filtres 33
- La fabrication des filtres 39
- Le changement de fréquence 43
- L'amplificateur à moyen niveau 51

SECONDE PARTIE: LA RECEPTION
- La réception 55
- Caractéristiques des tores utilisés 61
- Le mélangeur 63
- L'amplificateur moyenne fréquence 65
- La détection 67
- La commande automatique de gain 71
- L'amplificateur BF 73

TROISIEME PARTIE: REALISATION D'UN TRANSCEIVER
- Les oscillateurs variables (V.F.O.) 77
- Couverture de huit bandes amateurs 83
- Le mélangeur émission et réception 89
- L'amplificateur de puissance émission 93
- L'amplificateur moyenne fréquence 101
- Le détecteur de produit - Générateur B.L.U. 107
- La platine de commande 117
- Précautions de câblage et réglages 121
- Montage et réglage de la platine MF 123
- Notes diverses 125
- Montage et réglage de la platine détecteur de produit . . . 127
- Le générateur deux-tons 131
- Connexion à l'émetteur 137

BIBLIOGRAPHIE 138

NOTES

OUVRAGES PARUS AUX ÉDITIONS SORACOM

La Guerre des Ondes
de F. Mellet et S. Faurez

Alimentations de puissance
Collection Sélection de montages

Transat Terre-Lune
Union pour la Promotion de la Propulsion Photonique

QSO en radiotéléphonie (français-anglais)
de L. Sigrand

Interférences TV (QRM TV) 2ème édition
de F. Mellet et K. Pierrat

A l'écoute des radiotélétypes 2ème édition
de J.L. Fis

Technique radio pour l'amateur 3ème édition
de F. Mellet et S. Faurez

Communiquez avec votre ZX81
de D. Bonomo et E. Dutertre

Télévisions du monde
de P. Godou

Visa pour ORIC
de F. Blanc et F. Normant

Expédition française Pôle Nord Magnétique 1983
de M. Uguen

La réception des satellites météo
de L. Kuhlmann

Le radioamateur et la carte QSL
G. Lelarge

FORTH pour oric
Oric France

BERIC...

UNE CERTAINE IDEE DU

RADIOAMATEURISME

CERTAINS ACHETENT « TOUT FAIT »...
D'AUTRES SE SERVENT ENCORE DE LEURS DIX DOIGTS !

Devant l'affluence des produits finis qui envahissent jour après jour notre station, de manière à préserver l'esprit amateur, le vrai, celui qui consiste à fabriquer, expérimenter, nous avons décidé de réagir en vous présentant une gamme complète de modules en kit.

SERIE 1000 - LE DECAMETRIQUE SSB/CW PAR F6CER

BRC 1100– *FILTRES DE BANDES DECAMETRIQUES F6CER.*

Pour le 3,5 - 7 - 14 - 21 - 28 (Possibilité d'équipement pour autres bandes WARC 79).
- *Filtre 4 Pôles bobinage à tores.*
- *Réjection hors bande = 70 dB!*
- *Perte d'insertion max 2 dB à 28 MHz.*

BRC 1100 K–Version kit.
BRC 1100 M–Version montée-réglée.

BRC 1200–*MELANGEUR DECAMETRIQUE F6CER.*

Emission, réception:
- *Circuit comprenant le mélangeur à diodes Schottky niveau standard (+ 7 dBm = 5mW) ou haut niveau (+ 13 dBm = 20 mW) et les circuits d'adaptation et de commutation émission réception.*
- *Sortie 9 ou 10,7 MHz adaptables autres bandes.*
- *Livré avec mélangeur + 7 dBm.*

BRC 1200 K–Version kit.
BRC 1200 M–Version montée-réglée.

BRC 1300– *MOYENNE FREQUENCE 9 MHz BLU F6CER.*

Platine à très grand gain (minimum 100 dB) avec filtre à quartz en entrée, 3 étages amplificateur stabilisés, boucle CAG d'une action minimum de 100 dB.
BRC 1300 K–Version avec ou sans filtre (à préciser).
BRC 1300 M–Version montée-réglée avec filtre à quartz uniquement.

BRC 1400– *DETECTEUR DE PRODUIT ET GENERATEUR BLU F6CER.*

- *Platine comprenant un deuxième filtre à quartz faisant suite à la MF pour réduire le bruit en réception et à la génération BLU -*
- *Détection de produit et mélangeur équilibré à SO42P avec réjection de porteuse en émission = 60 dB!*
- *Oscillateur de porteuse BLI-BLS-CW.*

BRC 1400 K–Version kit avec ou sans filtre (à préciser)
BRC 1400 M–Version montée avec filtre à quartz uniquement.

BRC 1800– *AMPLI LARGE BANDE 5 W.*

- *Ampli large bande 2 à 30 MHz équipé de tansistors.*
- *Gain global 43 dB.*
- *Pureté 30 dB.*
- *Alimentation 12 V.*

BRC 1800 K–Version kit.
BRC 1800 M–Version montée-réglée.

BRC 1600– *QUADRUPLE VFO DECAMETRIQUE.*

- *4 platines comprenant 4 VFO pour les 5 bandes amateurs livrées avec un CV 5 X 30 pF démultiplié.*
- *Fréquence d'oscillation:*
  5 à 5,5 MHz pour 3,5 MHz et 14 MHz.
  12 à 12,5 MHz pour 21 MHz.
  16 16,5 MHz pour 7 MHz.
  17 à 20 MHz pour 28 MHz.
- *Prévu pour fonctionner avec le mélangeur BRC 1200.*
- *Alimentation: 9,5 V. stabilisés.*

BRC 1600 K–Version kit.
BRC 1600 M–Version montée-réglée.

BRC 1900–
- *Régulation 9,5 V pour oscillateurs.*
- *Side tone télégraphe.*
- *Commande semi-break-in.*
- *Commande de relais de commutation.*
- *Alimentation 12 V.*
- *Commande du R.I.T.*

BRC 1900 K–Version kit:
-ampli BF 4 watts.
BRC 1900 M–Version montée-réglée:
-filtre BF télégraphie.

Composition EDITEPE
Maquette SORACOM
Impression JOUVE Mayenne
N° d'éditeur 012 - 2e édition
Dépôt légal : Janvier 1984

ISBN 2 904032 11 8